

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

第2855173号

(45)発行日 平成11年(1999) 2月10日

(24)登録日 平成10年(1998)11月27日

(51)Int.Cl.⁶
H 0 4 J 13/00
H 0 4 B 7/26

識別記号
1 0 2

F I
H 0 4 J 13/00 A
H 0 4 B 7/26 1 0 2

請求項の数29(全 48 頁)

(21)出願番号 特願平9-502908

(86) (22)出願日 平成8年(1996) 6月12日

(86)国際出願番号 P C T / J P 9 6 / 0 1 5 8 2

(87)国際公開番号 W O 9 6 / 4 2 1 4 6

(87)国際公開日 平成8年(1996)12月27日

審査請求日 平成10年(1998) 2月2日

(31)優先権主張番号 特願平7-146191

(32)優先日 平7(1995) 6月13日

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(31)優先権主張番号 特願平7-146473

(32)優先日 平7(1995) 6月13日

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(31)優先権主張番号 特願平7-320787

(32)優先日 平7(1995)12月8日

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(73)特許権者 999999999

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門2丁目10番1号

(72)発明者 佐和橋 衛

神奈川県横浜市金沢区富岡西1-59-17

(72)発明者 安藤 英浩

神奈川県横浜市南区中里1-22-9 ウ
インベル・ソロ弘明寺306

(72)発明者 三木 義則

神奈川県横須賀市林2-1-3

(72)発明者 樋口 健一

神奈川県横須賀市武3-11-11

(74)代理人 弁理士 谷 義一 (外1名)

審査官 石井 研一

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 CDMA復調装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 情報レートより高速の拡散符号によって情報データを広帯域信号に拡散して送信し、多元接続伝送を行うCDMA (Code Division Multiple Access) 通信システムにおいて、パターン既知のパイロットシンボルを受信してチャネル変動を推定し、複数のチャネルを通して受信された各受信信号を、推定されたチャネル変動によって補償し、補償された前記受信信号を復調して、前記情報データを再生するCDMA復調装置において、

前記各チャネルの各パスの受信タイミングに同期した拡散符号を拡散符号レプリカとし、該拡散符号レプリカと前記各パスの受信信号との相関検出を行う相関検出器と、

前記相関検出器の該当パスの受信電力の総和を求めて、希望波受信信号レベルを検出する受信レベル検出器と、

該受信レベル検出器によって検出された各ユーザの受信信号レベルに応じて、前記ユーザの復調処理の順番を制御するチャネルランキング部と、

該チャネルランキング部から出力された制御信号に基づいて干渉キャンセルを行う複数ステージの干渉キャンセラであって、前記複数ステージの各ステージにおいて、前記パイロットシンボルを用いたチャネル変動の推定を各チャネル毎に行い、推定されたチャネル変動によって該チャネルの受信信号を補償し、補償された受信信号を再拡散して干渉信号レプリカを生成する干渉キャンセラと

を具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項2】 請求の範囲第1項に記載のCDMA復調装置において、前記複数ステージの第*i* (*i*は2以上の整数)ステージの干渉キャンセラは、第(*i*-1)ステージの

3

干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを入力とし、該第 i ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを、第 $(i+1)$ ステージの干渉キャンセラに供給することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 3】 請求の範囲第 2 項に記載のCDMA復調装置において、前記各ステージの各干渉キャンセラは、前記干渉信号レプリカを生成するサブ干渉キャンセラをユーザ毎に具備し、前記第 i ステージの干渉キャンセラの第 k ($k=1, 2, \dots, M$ のいずれか) 番目のユーザのサブ干渉キャンセラは、

第 $1, 2, \dots$ および $(k-1)$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記第 i ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、第 $(k+1), \dots, (M-1)$ および M 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引く干渉減算器と、

該干渉減算器の出力信号中の前記パイロットシンボルのチャンネル変動を各バス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャンネル変動を、前記干渉減算器の出力信号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャンネル変動を推定するチャンネル変動推定部と、

前記チャンネル変動推定部によって各バス毎に推定したチャンネル変動を、前記受信信号に補償するチャンネル変動補償部と、

該チャンネル変動補償部から出力された各バス毎の受信信号を合成するRAKE合成部と、

前記RAKE合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、

該データ判定部から出力された判定データに、前記チャンネル変動推定部の出力として得られたチャンネル変動を与えるチャンネル変動付加部と、

該チャンネル変動付加部から出力された各バスの信号を、各バスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器と

を具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 4】 請求の範囲第 1 項に記載のCDMA復調装置において、前記相関検出器は、複数のマッチトフィルタからなることを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 5】 請求の範囲第 1 項に記載のCDMA復調装置において、前記相関検出器は、複数のスライディング・コリレータからなることを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 6】 請求の範囲第 3 項に記載のCDMA復調装置において、前記パイロットシンボルは、前記情報データの間に周期的に挿入されたことを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 7】 請求の範囲第 3 項に記載のCDMA復調装置に

4

において、前記各ステージの干渉キャンセラは、1つの前記サブ干渉キャンセラと、前記各ステージの各ユーザの干渉信号レプリカを格納するメモリとから構成され、前記サブ干渉キャンセラを時分割で使用することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 8】 請求の範囲第 6 項に記載のCDMA復調装置において、前記干渉キャンセラは、少なくとも隣接する2つのパイロット信号区間を含む一定時間単位のブロックを処理単位とし、前記サブ干渉キャンセラは、さらに、前記パイロット信号区間の外側の情報シンボルについては、該情報シンボルに最も近い位置の前記パイロットシンボルを外挿して、前記情報シンボルのチャンネル変動を求める外挿部を具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 9】 請求の範囲第 3 項に記載のCDMA復調装置において、第 i (i は 2 以上の整数) ステージの干渉キャンセラの第 k 番目のユーザのサブ干渉キャンセラの第 j (j は 1 から、前記RAKE合成のパス数 L_k までの整数) 番目のパスの相関検出器の入力側に、第 $(i-1)$ ステージにおける第 k 番目の通信者の第 j 番目のパス以外の干渉信号レプリカを、前記干渉減算器の出力信号から差し引く減算器を設けたことを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 10】 請求の範囲第 3 項に記載のCDMA復調装置において、前記サブ干渉キャンセラは、さらに、前記相関検出器から出力された逆拡散後の各バスの受信信号の電力を求める受信信号電力検出器と、

前記各バスの受信信号電力を加算する加算器と、

前記加算器の出力から同相成分および直交成分の振幅を検出する振幅変換器と、

前記振幅変換器の出力信号を平均化する平均化部と、

前記平均化部の出力を前記判定データに乘算する乗算器と

を具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 11】 請求の範囲第 1 項に記載のCDMA復調装置において、第 1 ステージの前記干渉キャンセラは、前記受信信号レベルの大きい方から K (K は 2 以上で拡散率 PG 以下の整数) のユーザの各バスの信号を入力ベクトルとして、互いに干渉除去された逆拡散出力ベクトルを得る逆相関フィルタと、

前記逆相関フィルタから出力された K のユーザの送信データを推定し、各ユーザの干渉信号レプリカを生成する絶対同期検波・干渉生成部とを具備し、

前記干渉キャンセラは、前記 K のユーザの干渉信号レプリカとしては、前記絶対同期検波・干渉生成部から出力された干渉信号レプリカを用い、残りの $(M-K)$ のユーザの各干渉信号レプリカを生成することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 12】 請求の範囲第 11 項に記載のCDMA復調装置において、前記複数ステージの第 i (i は 2 以上の整数) ステージの干渉キャンセラは、第 $(i-1)$ ステ

ジの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを入力とし、該第 i ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを、第 $(i + 1)$ ステージの干渉キャンセラに供給することを特徴とする CDMA 復調装置。

【請求項 1 3】 請求の範囲第 12 項に記載の CDMA 復調装置において、前記第 1 ステージの干渉キャンセラは、第 $(K + 1)$ 番目以降のユーザ毎に、前記干渉信号レプリカを生成するサブ干渉キャンセラを具備し、第 k ($k = (K + 1), (K + 2), \dots, M$ のいずれか) 番目のユーザのサブ干渉キャンセラは、

第 1, 2, \dots, K 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記逆相関フィルタから出力された干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、かつ第 $(K + 1), \dots, (k - 1)$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記第 1 ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引く干渉減算器と、

該干渉減算器の出力信号中の前記パイロットシンボルのチャンネル変動を各バス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャンネル変動を、前記干渉減算器の出力信号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャンネル変動を推定するチャンネル変動推定部と、

前記チャンネル変動推定部によって各バス毎に推定したチャンネル変動を、前記受信信号に補償するチャンネル変動補償部と、

該チャンネル変動補償部から出力された各バス毎の受信信号を合成する RAKE 合成部と、

前記 RAKE 合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、該データ判定部から出力された判定データに、前記チャンネル変動推定部の出力として得られたチャンネル変動を与えるチャンネル変動付加部と、

該チャンネル変動付加部から出力された各バスの信号を、各バスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器とを具備し、

第 2 ステージ以降の前記干渉キャンセラは、前記干渉信号レプリカを生成するサブ干渉キャンセラをユーザ毎に具備し、前記第 i ステージの干渉キャンセラの第 k ($k = 1, 2, \dots, M$ のいずれか) 番目のユーザのサブ干渉キャンセラは、

第 1, 2, \dots および $(k - 1)$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記第 i ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、第 $(k + 1), \dots, (M - 1), M$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、第 $(i - 1)$ ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引く干渉減算器と、

該干渉減算器の出力信号中の前記パイロットシンボルの

チャンネル変動を各バス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャンネル変動を、前記干渉減算器の出力信号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャンネル変動を推定するチャンネル変動推定部と、

前記チャンネル変動推定部によって各バス毎に推定したチャンネル変動を、前記受信信号に補償するチャンネル変動補償部と、

該チャンネル変動補償部から出力された各バス毎の受信信号を合成する RAKE 合成部と、

前記 RAKE 合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、該データ判定部から出力された判定データに、前記チャンネル変動推定部の出力として得られたチャンネル変動を与えるチャンネル変動付加部と、

該チャンネル変動付加部から出力された各バスの信号を、各バスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器と

を具備することを特徴とする CDMA 復調装置。

【請求項 1 4】 請求の範囲第 11 項に記載の CDMA 復調装置において、前記相関検出器は、複数のマッチトフィルタからなることを特徴とする CDMA 復調装置。

【請求項 1 5】 請求の範囲第 11 項に記載の CDMA 復調装置において、前記相関検出器は、複数のスライディング・コリレータからなることを特徴とする CDMA 復調装置。

【請求項 1 6】 請求の範囲第 13 項に記載の CDMA 復調装置において、前記パイロットシンボルは、前記情報データの間に周期的に挿入されたことを特徴とする CDMA 復調装置。

【請求項 1 7】 請求の範囲第 13 項に記載の CDMA 復調装置において、前記各ステージの干渉キャンセラは、1 つの前記サブ干渉キャンセラと、前記各ステージの各ユーザの干渉信号レプリカを格納するメモリとから構成され、前記サブ干渉キャンセラを時分割で使用することを特徴とする CDMA 復調装置。

【請求項 1 8】 請求の範囲第 11 項に記載の CDMA 復調装置において、前記絶対同期検波・干渉生成部は、

前記逆相関フィルタの出力信号中の前記パイロットシンボルのチャンネル変動を各ユーザの各バス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャンネル変動を、前記逆相関フィルタの出力信号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャンネル変動を推定するチャンネル変動推定部と、

前記チャンネル変動推定部によって各バス毎に推定したチャンネル変動を、前記受信信号に補償するチャンネル変動補償部と、

該チャンネル変動補償部から出力された各バス毎の受信信号を合成する RAKE 合成部と、

前記 RAKE 合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、

該データ判定部から出力された判定データに、前記チャネル変動推定部の出力として得られたチャネル変動を与えるチャネル変動付加部と、

該チャネル変動付加部から出力された各パスの信号を、各パスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器とを具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 19】請求の範囲第 1 項に記載のCDMA復調装置は、さらに、

前記相関検出器の出力のSIRを測定するSIR測定部と、

前記干渉キャンセラの出力信号の受信品質を測定する受信品質測定部と、

測定された前記受信品質、および所要受信品質に基づいて、目標SIRを設定する目標SIR設定部と、

前記SIR測定部から出力されたSIRを、前記目標SIRと比較して、送信電力制御信号を生成する送信電力制御信号生成部と

を具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 20】請求の範囲第19項に記載のCDMA復調装置において、前記目標SIR設定部は、同時通信者数に応じて、前記目標SIRの初期値を設定することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 21】請求の範囲第19項に記載のCDMA復調装置において、前記受信品質測定部は、フレーム誤り率を測定する誤り率測定部と、該フレーム誤り率を予め定めたフレーム誤り率のしきい値と比較して、前記受信品質を判定する手段とを具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 22】請求の範囲第19項に記載のCDMA復調装置において、前記受信品質測定部は、前記パイロットシンボルのビット誤り率を測定する誤り率測定部と、該ビット誤り率を予め定めたビット誤り率のしきい値と比較して、前記受信品質を判定する手段とを具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 23】請求の範囲第19項に記載のCDMA復調装置において、前記相関検出器は、マッチトフィルタであることを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 24】請求の範囲第23項に記載のCDMA復調装置において、前記干渉キャンセラは、前記マッチトフィルタからの出力信号から、各チャネル毎に、各パスの逆拡散信号からなる受信ベクトルを生成する受信ベクトル生成部と、自チャネルの拡散符号、および受信機入力の他の全ての拡散符号の相互相関を計算し、相互相関から構成される行列の逆行列を生成する相互相関逆行列生成部と、前記逆行列によって、前記受信ベクトルを補償し、各受信ベクトル間の相互相関を除去し干渉を除去する行列ベクトル乗算部とを具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 25】情報レートより高速の拡散符号によって情報データを広帯域信号に拡散して送信し、多元接続伝送を行うCDMA (Code Division Multiple Access) 通信システムにおいて、パターン既知のパイロットシンボルを受信してチャネル変動を推定し、複数のチャネルを通して受信された各受信信号を、推定されたチャネル変動によって補償し、補償された前記受信信号を復調して、前記情報データを再生するCDMA復調装置において、前記各チャネルの各パスの受信タイミングに同期した拡散符号を拡散符号レプリカとし、該拡散符号レプリカと前記各パスの受信信号との相関検出を行う相関検出器と、

前記相関検出器の該当パスの受信電力の総和を求めて、希望波受信信号レベルを検出する受信レベル検出器と、該受信レベル検出器によって検出された各ユーザの受信信号レベルに応じて、前記ユーザの復調処理の順番を制御するチャネルランキング部と、

前記チャネルランキング部から出力された制御信号によって決められた順番にしたがって、各ユーザに対して、前記受信信号を逆拡散し、逆拡散された信号を再拡散し、再拡散によって得られた他ユーザの干渉信号レプリカを当該ユーザの受信信号から差し引く複数ステージの干渉キャンセラと、

前記複数ステージの内の最終ステージの干渉キャンセラにおいて、他ユーザの干渉量を差し引いた後の信号中の前記パイロットシンボルを用いてチャネル変動を推定し、推定されたチャネル変動を用いて前記情報データを補償し、補償された情報データの絶対同期検波を行うパイロット内挿補間・絶対同期検波部と

を具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 26】請求の範囲第25項に記載のCDMA復調装置において、前記複数ステージの第 i (i は 2 以上の整数) ステージの干渉キャンセラは、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを入力とし、該第 i ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを、第 $(i+1)$ ステージの干渉キャンセラに供給することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 27】請求の範囲第26項に記載のCDMA復調装置において、前記各ステージの各干渉キャンセラは、前記干渉信号レプリカを生成するサブ干渉キャンセラをユーザ毎に具備し、前記第 i ステージの干渉キャンセラの第 k ($k=1, 2, \dots, M$ のいずれか) 番目のユーザのサブ干渉キャンセラは、

第 $1, 2, \dots$ および $(k-1)$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記第 i ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、第 $(k+1), \dots, (M-1)$ および M 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から

差し引く干渉減算器と、

前記干渉減算器の出力信号と、前記各パスの受信タイミングに同期した拡散符号レプリカとの間の相関検出を行い、前記各パス毎の逆拡散信号を求めるマッチトフィルタと、

前記各パス毎の逆拡散信号を、前記各パスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散し、前記各ユーザのパスの干渉信号レプリカを推定し、推定された前記干渉信号レプリカを加算して各ユーザの干渉信号レプリカを生成する再拡散・合成部と

を具備することを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 2 8】請求の範囲第25項に記載のCDMA復調装置において、前記パイロットシンボルは、前記情報データの間に周期的に挿入されたことを特徴とするCDMA復調装置。

【請求項 2 9】請求の範囲第25項に記載のCDMA復調装置において、前記各ステージの干渉キャンセラは、1つの前記サブ干渉キャンセラと、前記各ステージの各ユーザの干渉信号レプリカを格納するメモリとから構成され、前記サブ干渉キャンセラを時分割で使用することを特徴とするCDMA復調装置。

【発明の詳細な説明】

技術分野

本発明は、スペクトル拡散を用いた符号分割多元接続(CDMA:Code Division Multiple Access)システムの信号受信に使用されるCDMA復調装置に係り、特に、セルラ構成を用いた移動通信システムに好適なCDMA復調装置に関する。

背景技術

DS (Direct Sequence) -CDMAは、複数のユーザが同一の周波数帯を用いて通信を行う方式であり、各ユーザの識別は拡散符号で行う。各ユーザの拡散符号としては、Gold符号のような拡散符号が用いられる。他ユーザによる干渉信号電力は、受信機の逆拡散の過程で平均拡散率(PG)分の1になる。しかしながら、各ユーザは、特に、移動通信の上りの非同期環境下において、独立のフェージングによる瞬時変動、短区間変動、および距離変動を受ける。

したがって、システムで決まる所望の受信品質を、各ユーザが受信側で満足するためには、送信電力制御を行い、基地局の受信機入力におけるSIR (Signal-to-Interference Ratio) を一定にする必要がある。ここで、SIRとは、各ユーザが他のユーザから受ける干渉信号電力に対する希望波受信信号電力の比である。しかしながら、たとえ送信電力制御が完全で、基地局受信機入力におけるSIRが一定に保持されたとしても、移動通信のマルチパス環境下においては、拡散符号が完全に直交することはない。このため、他のユーザー一人あたり、平均で拡散率分の1の電力の相互相関に起因する干渉を受ける。

このように、同一の周波数帯で通信するユーザ数が増加するにしたがって、干渉信号電力レベルが増加するため、1セル当たりのユーザ容量を増加させるためには、他ユーザからの相互相関を低減する干渉キャンセル技術が必要である。

干渉キャンセル技術としては、マルチユーザ型干渉キャンセラとシングルユーザ型干渉キャンセラとが知られている。マルチユーザ型干渉キャンセラは、自チャネルの希望波信号を復調するだけでなく、他ユーザの拡散符号情報および受信信号タイミングも用いて、他ユーザの信号も同時に復調する。一方、シングルユーザ型干渉キャンセラは、自チャネルの拡散符号のみを用いて、他ユーザからの平均的な相互相関および雑音成分を最小にする。

マルチユーザ型干渉キャンセラとしては線形処理型(デコリレータ等)と非線形処理型がある。デコリレータは、自チャネルの拡散符号および受信機入力の他の全ての拡散符号の相互相関を計算し、相互相関から構成される行列の逆行列を求め、この逆行列を用いてマッチトフィルタの出力信号を補償することにより相互相関を除去する。ユーザの数をK、各ユーザの受信パス数をL_k、相互相関の伝搬を考慮すべき過去、未来のシンボル数をMとすると、デコリレータの行列の次元D_mは、次式で与えられる。

$$D_m = \sum_{k=1}^K (2M+1) \times L_k$$

このため、ユーザ数が多くなるに従い、回路規模が増大して、実現が困難になる。

非線形型マルチユーザ型干渉キャンセラとして、レプリカ再生型の干渉キャンセラがある。これは、他のユーザのチャネルからの干渉信号を復調、判定して、送信情報データレプリカを再生し、このレプリカから各チャネルの干渉信号レプリカを計算し、その干渉信号レプリカを受信信号から差し引いて、希望波信号に対するSIRを高めて希望波信号を復調するものである。

図1は、文献“Serial interference cancellation method for CDMA”, IEE, Electronics Letters Vol. 30, No. 19, pp. 1581-1582, Sept. 1994に提案されているレプリカ再生型のマルチステージ干渉キャンセラ(シリアル干渉キャンセラ)を示す。

図1において、11は拡散信号入力端子、12,16は遅延器、13,17はマッチトフィルタ、14,18は再拡散部、15は干渉減算器である。シリアルキャンセラは、干渉キャンセル部を複数ステージ、縦続接続した構成を有し、各ステージの干渉キャンセル部は、復調すべきM人のユーザに対して、順番に、復調、干渉信号レプリカの生成を行う。

受信機は、まず、受信信号を、受信信号レベルの大き

い順番に並べ換える。説明上、並べ換えた後の信号に 1 から M 番目までのシリアル番号をふり、番号 1 の受信信号のレベルが最も大きいとする。第 1 ステージの干渉キャンセル部は、この 1 番目の受信信号について、マッチトフィルタ 13 で、逆拡散、復調およびデータ判定を行い、その結果得られた再生データを $D_1^{(w)}$ とする。再拡散部 14 は、再生データ $D_1^{(w)}$ からこのチャンネルの干渉信号レプリカ $S_1^{(w)}$ を計算する。干渉減算器 15 は、遅延器 16 を通した受信信号 S からこの干渉信号レプリカ $S_1^{(w)}$ を差し引く。マッチトフィルタ 17 は、引き算で得られた信号に対して、ユーザ 2 の拡散符号レプリカを用いて、逆拡散、復調およびデータ判定を行い、ユーザ 2 の再生データ $D_2^{(w)}$ を求める。ユーザ 2 のマッチトフィルタ入力信号は受信信号 S から直接逆拡散する場合に比較して、ユーザ 1 の干渉信号レプリカ $S_1^{(w)}$ を差し引いた分だけ、SIR が向上している。

ユーザ 2 に対して、同様に、再生データから干渉信号レプリカ $S_1^{(w)}$ を求める。ユーザ 3 のマッチトフィルタ入力信号は遅延器を通した受信信号 S からユーザ 1 および 2 の干渉信号レプリカ差し引く。これによって、以降のユーザに対して、さらに受信 SIR を高めることができる。以下、M 番目のユーザの受信信号の逆拡散時には、合計 $(M-1)$ 人のユーザの干渉信号レプリカ $S_1^{(w)} + S_2^{(w)} + \dots + S_{M-1}^{(w)}$ を、受信信号 S から差し引いた信号を生成するため、受信信号 S よりも大幅に SIR が増大する。この結果、M 番目のチャンネルの復調信号の信頼性が向上する。

この第 1 ステージの干渉キャンセル部で推定した、各ユーザの干渉信号レプリカ $S_1^{(w)}, S_2^{(w)}, \dots, S_{M-1}^{(w)}$ を用いて、第 2 ステージの干渉キャンセル部で同様の逆拡散、復調、データ判定および再拡散の処理を行う。例えば、ユーザ 1 については、受信信号 S から第 1 ステージの干渉キャンセル部で求めたユーザ 1 以外の干渉信号レプリカ $S_2^{(w)} + S_3^{(w)} + \dots + S_M^{(w)}$ を差し引いて、SIR が良好な信号を生成し、この信号に対して、逆拡散、復調およびデータ判定を行う。他の各チャンネルについても、同様に処理する。すなわち、自チャンネル以外のチャンネルの第 1 ステージにおける干渉信号レプリカを、受信信号 S から差し引いて得た信号に対して、逆拡散、復調およびデータ判定を行い、この再生データから、第 2 ステージの干渉キャンセル部における、各チャンネルの干渉信号レプリカ $S_1^{(w)}, S_2^{(w)}, \dots, S_M^{(w)}$ を求める。

第 2 ステージの干渉キャンセル部における干渉信号レプリカの精度は、前ステージにおける干渉信号レプリカに比較して向上している。これは、前ステージでの干渉信号レプリカを差し引いた信号を基に、データ再生を行っているためである。シリアル干渉キャンセルを、数ステージ繰り返すことによって、再生データの信頼性をさらに向上させることができる。

移動通信環境下においては、移動局と基地局との相対

位置の変化に伴うレイリーフェージングによって、振幅変動および位相変動が生じる。図 1 のマルチステージ型干渉キャンセラ（シリアル型干渉キャンセラ）では、干渉信号レプリカを生成する過程でこの位相・振幅変動を推定する必要がある。このチャンネル（位相；振幅）推定精度がマルチステージ型干渉キャンセラの受信特性に大きく影響するが、先の文献ではこの点の実現性については言及されていない。先の文献のシリアル干渉キャンセラは、移動通信環境下における伝送路変動の推定を付加した方法として、文献、深澤ら、「パイロット信号を用いた伝送路推定に基づく干渉キャンセラの構成とその特性」、電子情報通信学会論文誌 Vol. J77-B-II No. 11, pp. 628-640 1994 年 11 月がある。

図 2A および 2B は、この文献に示されたシリアルキャンセラのブロック図である。また、図 3 は、この方法におけるチャンネル構成を示す。

図 2A および 2B において、21 は拡散信号入力端子、22 はユーザ 1 の第 1 ステージの再生データ出力端子、23 は遅延器、24 はパイロットチャンネル伝送路変動推定部、25 は干渉減算器、26 はユーザ 2 の第 1 ステージの干渉キャンセルユニット、27 はユーザ 1 の第 2 ステージの干渉キャンセルユニット、28 はマッチトフィルタ、29 は伝送路変動補償部、30 は RAKE 合成部、31 はデータ判定部、32 は信号分配部、33 は伝送路変動付加部、34 は再拡散部である。

このシステムは、図 3 に示すように、通信チャンネルと並列に、送信パターン既知のパイロットチャンネルを備えており、このパイロットチャンネルの受信位相を基に伝送路推定を行う。また、このパイロットチャンネルの伝送路推定に基づいて、各ユーザの各パスの受信信号の振幅、位相推定を行う。さらに、この振幅、位相推定値を用いて、シリアル干渉キャンセル部で数ステージの干渉キャンセルを行って、各ユーザのデータを再生する。この場合、先の文献と同様に、各パスの受信信号電力の総和が大きい順番にランク付けする。図 2A および 2B の場合、ユーザ 1 の受信信号電力が最も大きいものとする。

第 1 ステージの干渉キャンセル部においては、まずユーザ 1 について復調を行う。すなわち、ユーザ 1 の各パス毎にマッチトフィルタ 28 で逆拡散を行い、伝送路変動補償部 29 において、パイロットチャンネルに基づいて推定した各パスの位相変動によって、ユーザ 1 の各パスの位相変動を補償する。さらに、RAKE 合成部 30 において、位相変動補償後の各パスの信号を、各パスの受信複素包絡線で同相合成する。この同相合成された信号を、データ判定部 31 において判定し、ユーザ 1 の再生データを求める。分配部 32 は、この再生データレプリカを RAKE 合成時の重みで分配し、伝送路変動付加部 33 は、各パスの位相変動を与え、再拡散部 34 は、各パスの拡散符号で再拡散して、ユーザ 1 の干渉信号レプリカ $S_1^{(w)}$ を生成する。

ユーザ 2 については、次のような処理を行う。まず、

遅延器35は、受信信号Sを遅延する。干渉減算器25は、この遅延した信号から、ユーザ1の干渉信号レプリカ $S_1^{(u)}$ を差し引く。ユーザ2の第1ステージの干渉キャンセル部26は、干渉減算器25の出力信号に対して、各パス毎に、逆拡散、位相補償、RAKE合成、データ判定および干渉信号レプリカの生成を行う。この場合、ユーザ2の干渉キャンセル部の入力信号はユーザ1の干渉信号レプリカが差し引かれている分だけ、受信SIRが改善されている。同様に、ユーザMまで第1ステージの干渉キャンセル部で、各ユーザ毎に再生データを推定し、干渉信号レプリカを求める。

第2ステージの干渉キャンセル部は、第1ステージの干渉キャンセル部で求めた干渉信号レプリカ $S_1^{(u)}$, $S_2^{(u)}$, ..., $S_M^{(u)}$ を用いて、同様の処理を行う。例えば、ユーザ1の第2ステージの干渉キャンセルユニット27（第1ステージの構成要素28～34で構成される）は、遅延器23で遅延後の受信信号Sから、自チャネル以外のチャネル干渉信号レプリカを差し引いた信号を、逆拡散することによってデータ復調を行う。

この従来方法が、前述の文献の方法と異なる点は、次の点である。前述の方法では、例えばユーザ2について、前ステージでの干渉信号レプリカ $S_1^{(u)} + S_2^{(u)} + \dots + S_M^{(u)}$ を、全パスの干渉信号レプリカとして用いている。これに対して、本文献の方法では、第2ステージにおけるユーザ1の干渉信号レプリカとしては、 $S_1^{(u)}$ を用いている。前ステージでの推定値 $S_1^{(u)}$ に比較して、本ステージでの推定値 $S_1^{(u)}$ の方が信頼性が高い。このため、干渉信号レプリカを差し引いて得られる希望波信号の精度も、また、これを復調して得られた判定データの信頼度も向上することになる。

しかしながら、本方法は、各ユーザ毎に通信チャネルと並列にパイロットチャネルを設け、パイロットチャネルで推定したチャネルを干渉キャンセル部の各ステージで用いている。この場合パイロットチャネルでのチャネル推定は干渉キャンセルループとは独立に行うために、高精度にチャネル（位相、振幅）変動を推定するためには、非常に長い時間にわたり（多くのパイロットシンボルを用いて）平均化する必要があった。このように非常に多くのパイロットシンボルを用いて平均化するには、この間のチャネル推定値はほぼ一定であることが前提であり、従って、チャネル変動の速い（フェージング周波数の大きい）環境への適用には限界がある。フェージングが速い場合には一定とみなせる範囲でのみ平均化が可能であり、従って平均化シンボル数が少なければ十分なチャネル推定精度を得ることはできない。

発明の開示

本発明は、同時ユーザの数が多く、SIRが低い環境下において、再生データの信頼性を向上させることのできるCDMA復調装置を提供することを目的とする。

第1に、本発明によれば、情報レートより高速の拡散

符号によって情報データを広帯域信号に拡散して送信し、多元接続伝送を行うCDMA（Code Division Multiple Access）通信システムにおいて、パターン既知のパイロットシンボルを受信してチャネル変動を推定し、複数のチャネルを通して受信された各受信信号を、推定されたチャネル変動によって補償し、補償された前記受信信号を復調して、前記情報データを再生するCDMA復調装置において、

前記各チャネルの各パスの受信タイミングに同期した拡散符号を拡散符号レプリカとし、該拡散符号レプリカと前記各パスの受信信号との相関検出を行う相関検出器と、

前記相関検出器の該当パスの受信電力の総和を求め、希望波受信信号レベルを検出する受信レベル検出器と、

該受信レベル検出器によって検出された各ユーザの受信信号レベルに応じて、前記ユーザの復調処理の順番を制御するチャネルランキング部と、

該チャネルランキング部から出力された制御信号に基づいて干渉キャンセルを行う複数ステージの干渉キャンセル部であって、前記複数ステージの各ステージにおいて、前記パイロットシンボルを用いたチャネル変動の推定を各チャネル毎に行い、推定されたチャネル変動によって該チャネルの受信信号を補償し、補償された受信信号を再拡散して干渉信号レプリカを生成する干渉キャンセル部とを具備することを特徴とするCDMA復調装置が提供される。

上記CDMA復調装置において、前記複数ステージの第 i （ i は2以上の整数）ステージの干渉キャンセル部は、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセル部で推定した各ユーザの干渉信号レプリカを入力とし、該第 i ステージの干渉キャンセル部で推定した各ユーザの干渉信号レプリカを、第 $(i+1)$ ステージの干渉キャンセル部に供給するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記各ステージの各干渉キャンセル部は、前記干渉信号レプリカを生成するサブ干渉キャンセル部をユーザ毎に具備し、前記第 i ステージの干渉キャンセル部の第 k （ $k=1, 2, \dots, M$ のいずれか）番目のユーザのサブ干渉キャンセル部は、

第1, 2, ..., および $(k-1)$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記第 i ステージの干渉キャンセル部における干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、第 $(k+1)$, ..., $(M-1)$ および M 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセル部における干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引く干渉減算器と、

該干渉減算器の出力信号中の前記パイロットシンボルのチャネル変動を各パス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャネル変動を、前記干渉減算器の出力信

号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャネル変動を推定するチャネル変動推定部と、

前記チャネル変動推定部によって各パス毎に推定したチャネル変動を、前記受信信号に補償するチャネル変動補償部と、

該チャネル変動補償部から出力された各パス毎の受信信号を合成するRAKE合成部と、

前記RAKE合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、

該データ判定部から出力された判定データに、前記チャネル変動推定部の出力として得られたチャネル変動を与えるチャネル変動付加部と、

該チャネル変動付加部から出力された各パスの信号を、各パスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器とを具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記相関検出器は、複数のマッパフィルタからなるようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記相関検出器は、複数のスライディング・コリレータからなるようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記パイロットシンボルは、前記情報データの間に周期的に挿入されたようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記各ステージの干渉キャンセラは、1つの前記サブ干渉キャンセラと、前記各ステージの各ユーザの干渉信号レプリカを格納するメモリとから構成され、前記サブ干渉キャンセラを時分割で使用するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記干渉キャンセラは、少なくとも隣接する2つのパイロット信号区間を含む一定時間単位のブロックを処理単位とし、前記サブ干渉キャンセラは、さらに、前記パイロット信号区間の外側の情報シンボルについては、該情報シンボルに最も近い位置の前記パイロットシンボルを外挿して、前記情報シンボルのチャネル変動を求める外挿部を具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、第 i (i は2以上の整数) ステージの干渉キャンセラの第 k 番目のユーザのサブ干渉キャンセラの第 j (j は1から、前記RAKE合成のパス数 L_k までの整数) 番目のパスの相関検出器の入力側に、第 $(i-1)$ ステージにおける第 k 番目の通信者の第 j 番目のパス以外の干渉信号レプリカを、前記干渉減算器の出力信号から差し引く減算器を設けたようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記サブ干渉キャンセラは、さらに、

前記相関検出器から出力された逆拡散後の各パスの受信信号の電力を求める受信信号電力検出器と、

前記各パスの受信信号電力を加算する加算器と、

前記加算器の出力から同相成分および直交成分の振幅を検出する振幅変換器と、

前記振幅変換器の出力信号を平均化する平均化部と、

前記平均化部の出力を前記判定データに乘算する乗算器とを具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、第1ステージの前記干渉キャンセラは、

前記受信信号レベルの大きい方から K (K は2以上で拡散率 PG 以下の整数) のユーザの各パスの信号を入力ベクトルとして、互いに干渉除去された逆拡散出力ベクトルを得る逆相関フィルタと、

前記逆相関フィルタから出力された K のユーザの送信データを推定し、各ユーザの推定干渉量を生成する絶対同期検波・干渉生成部とを具備し、

前記干渉キャンセラは、前記 K のユーザの干渉信号レプリカとしては、前記絶対同期検波・干渉生成部から出力された干渉信号レプリカを用い、残りの $(M-K)$ のユーザの各干渉信号レプリカを生成するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記複数ステージの第 i (i は2以上の整数) ステージの干渉キャンセラは、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを入力とし、該第 i ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの推定干渉量を、第 $(i+1)$ ステージの干渉キャンセラに供給するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記第1ステージの干渉キャンセラは、第 $(K+1)$ 番目以降のユーザ毎に、前記推定干渉量を生成するサブ干渉キャンセラを具備し、第 k ($k = (K+1), (K+2), \dots, M$ のいずれか) 番目のユーザのサブ干渉キャンセラは、

第1, 2, \dots, K 番目のユーザの推定干渉量として、前記逆相関フィルタから出力された干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、かつ第 $(K+1), \dots, (k-1)$ 番目のユーザの推定干渉量として、前記第1ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引く干渉減算器と、

該干渉減算器の出力信号中の前記パイロットシンボルのチャネル変動を各パス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャネル変動を、前記干渉減算器の出力信号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャネル変動を推定するチャネル変動推定部と、

前記チャネル変動推定部によって各パス毎に推定したチャネル変動を、前記受信信号に補償するチャネル変動補償部と、

該チャネル変動補償部から出力された各パス毎の受信信号を合成するRAKE合成部と、

前記RAKE合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、

該データ判定部から出力された判定データに、前記チャネル変動推定部の出力として得られたチャネル変動を与えるチャネル変動付加部と、

該チャネル変動付加部から出力された各パスの信号を、各パスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器とを具備し、

第 2 ステージ以降の各前記干渉キャンセラは、前記干渉信号レプリカを生成するサブ干渉キャンセラをユーザ毎に具備し、前記第 i ステージの干渉キャンセラの第 k ($k=1, 2, \dots, M$ のいずれか) 番目のユーザのサブ干渉キャンセラは、

第 $1, 2, \dots$ および $(k-1)$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記第 i ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、第 ($k+1$), ..., ($M-1$), M 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、第 ($i-1$) ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引く干渉減算器と、

該干渉減算器の出力信号中の前記パイロットシンボルのチャネル変動を各パス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャネル変動を、前記干渉減算器の出力信号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャネル変動を推定するチャネル変動推定部と、

前記チャネル変動推定部によって各パス毎に推定したチャネル変動を、前記受信信号に補償するチャネル変動補償部と、

該チャネル変動補償部から出力された各パス毎の受信信号を合成するRAKE合成部と、

前記RAKE合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、

該データ判定部から出力された判定データに、前記チャネル変動推定部の出力として得られたチャネル変動を与えるチャネル変動付加部と、

該チャネル変動付加部から出力された各パスの信号を、各パスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器とを具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記相関検出器は、複数のマッチトフィルタからなるようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記相関検出器は、複数のスライディング・コリレータからなるようにしてもよい

い。

上記CDMA復調装置において、前記パイロットシンボルは、前記情報データの間に周期的に挿入されたようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記各ステージの干渉キャンセラは、1つの前記サブ干渉キャンセラと、前記各ステージの各ユーザの干渉信号レプリカを格納するメモリとから構成され、前記サブ干渉キャンセラを時分割で使用するようにしてもよい。

10 上記CDMA復調装置において、前記絶対同期検波・干渉生成部は、

前記逆相関フィルタの出力信号中の前記パイロットシンボルのチャネル変動を各ユーザの各パス毎に推定し、推定したパイロットシンボルのチャネル変動を、前記逆相関フィルタの出力信号中の前記情報データの各シンボル位置に内挿補間し、各前記情報シンボルのチャネル変動を推定するチャネル変動推定部と、

前記チャネル変動推定部によって各パス毎に推定したチャネル変動を、前記受信信号に補償するチャネル変動補償部と、

該チャネル変動補償部から出力された各パス毎の受信信号を合成するRAKE合成部と、

前記RAKE合成部の出力信号を判定するデータ判定部と、

該データ判定部から出力された判定データに、前記チャネル変動推定部の出力として得られたチャネル変動を与えるチャネル変動付加部と、

該チャネル変動付加部から出力された各パスの信号を、各パスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散する再拡散部と、

30 前記再拡散部の出力を加算して、前記第 k 番目のユーザの干渉信号レプリカを生成する加算器とを具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置は、さらに、

前記相関検出器の出力のSIRを測定するSIR測定部と、

前記干渉キャンセラの出力信号の受信品質を測定する受信品質測定部と、

測定された前記受信品質、および所要受信品質に基づいて、目標SIRを設定する目標SIR設定部と、

40 前記SIR測定部から出力されたSIRを、前記目標SIRと比較して、送信電力制御信号を生成する送信電力制御信号生成部と

を具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記目標SIR設定部は、同時通信者数に応じて、前記目標SIRの初期値を設定するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記受信品質測定部は、フレーム誤り率を測定する誤り率測定部と、該フレーム誤り率を予め定めたフレーム誤り率のしきい値と比較して、前記受信品質を判定する手段とを具備するようにし

てもよい。

上記CDMA復調装置において、前記受信品質測定部は、前記パイロットシンボルのビット誤り率を測定する誤り率測定部と、該ビット誤り率を予め定めたビット誤り率のしきい値と比較して、前記受信品質を判定する手段とを具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記相関検出器は、マッチトフィルタであるようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記干渉キャンセラは、前記マッチトフィルタからの出力信号から、各チャネル毎に、各バスの逆拡散信号からなる受信ベクトルを生成する受信ベクトル生成部と、自チャネルの拡散符号、および受信機入力の他の全ての拡散符号の相互相関を計算し、相互相関から構成される行列の逆行列を生成する相互相関逆行列生成部と、前記逆行列によって、前記受信ベクトルを補償して、各受信ベクトル間の相互相関を除去し干渉を除去する行列ベクトル乗算部とを具備するようにしてもよい。

第2に、本発明によれば、情報レートより高速の拡散符号によって情報データを広帯域信号に拡散して送信し、多元接続伝送を行うCDMA (Code Division Multiple Access) 通信システムにおいて、パターン既知のパイロットシンボルを受信してチャネル変動を推定し、複数のチャネルを通して受信された各受信信号を、推定されたチャネル変動によって補償し、補償された前記受信信号を復調して、前記情報データを再生するCDMA復調装置において、

前記各チャネルの各バスの受信タイミングに同期した拡散符号を拡散符号レプリカとし、該拡散符号レプリカと前記各バスの受信信号との相関検出を行う相関検出器と、

前記相関検出器の該当バスの受信電力の総和を求めて、希望波受信信号レベルを検出する受信レベル検出器と、

該受信レベル検出器によって検出された各ユーザの受信信号レベルに応じて、前記ユーザの復調処理の順番を制御するチャネルランキング部と、

前記チャネルランキング部から出力された制御信号によって決められた順番にしたがって、各ユーザに対して、前記受信信号を逆拡散し、逆拡散された信号を再拡散し、再拡散によって得られた他ユーザの干渉信号レプリカを当該ユーザの受信信号から差し引く複数ステージの干渉キャンセラと、

前記複数ステージの内の最終ステージの干渉キャンセラにおいて、他ユーザの干渉量を差し引いた後の信号中の前記パイロットシンボルを用いてチャネル変動を推定し、推定されたチャネル変動を用いて前記情報データを補償し、補償された情報データの絶対同期検波を行うパイロット内挿補間・絶対同期検波部と

を具備することを特徴とするCDMA復調装置が提供され

る。

上記CDMA復調装置において、前記複数ステージの第 i (i は2以上の整数) ステージの干渉キャンセラは、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを入力とし、該第 i ステージの干渉キャンセラで推定した各ユーザの干渉信号レプリカを、第 $(i+1)$ ステージの干渉キャンセラに供給するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記各ステージの各干渉キャンセラは、前記干渉信号レプリカを生成するサブ干渉キャンセラをユーザ毎に具備し、前記第 i ステージの干渉キャンセラの第 k ($k=1, 2, \dots, M$ のいずれか) 番目のユーザのサブ干渉キャンセラは、

第 $1, 2, \dots$ および $(k-1)$ 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、前記第 i ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引き、第 $(k+1), \dots, (M-1)$ および M 番目のユーザの干渉信号レプリカとして、第 $(i-1)$ ステージの干渉キャンセラにおける干渉信号レプリカを前記受信信号から差し引く干渉減算器と、

前記干渉減算器の出力信号と、前記各バスの受信タイミングに同期した拡散符号レプリカとの間の相関検出を行い、前記各バス毎の逆拡散信号を求めるマッチトフィルタと、

前記各バス毎の逆拡散信号を、前記各バスの受信タイミングに同期した拡散符号で拡散し、前記各ユーザのバスの干渉信号レプリカを推定し、推定された前記干渉信号レプリカを加算して各ユーザの干渉信号レプリカを生成する再拡散・合成部と

を具備するようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記パイロットシンボルは、前記情報データの間に周期的に挿入されたようにしてもよい。

上記CDMA復調装置において、前記各ステージの干渉キャンセラは、1つの前記サブ干渉キャンセラと、前記各ステージの各ユーザの干渉信号レプリカを格納するメモリとから構成され、前記サブ干渉キャンセラを時分割で使用するようにしてもよい。

本発明によれば、各ステージの各チャネル毎に、パイロット信号を用いてチャネル変動を推定している。言い換えれば、パイロット信号を用いたチャネル変動の推定部と、各ステージの各チャネルの干渉キャンセラループの中に含めた構成とした。この結果、干渉キャンセラの各ステージにおいて、干渉信号レプリカの精度が順次向上し、各チャネル変動の推定精度も向上する。したがって、ユーザ数の多い場合の干渉キャンセル効果が向上する。

また、SIRが低い第1ステージの一部のユーザに対して、逆相関フィルタにより干渉除去し、SIRを向上させてから復調処理を行うことによって、判定データおよび

干渉信号レプリカの精度が向上する。後続する干渉キャンセラは、この判定データおよび干渉信号レプリカを用いて、干渉キャンセル処理を行うため、チャネル変動の推定精度が向上する。

SIRが低いランキングの大きい最初の数ユーザについてデコリレータを用いて干渉低減を行い、干渉を低減した信号に対してパイロットシンボルを用いたチャネル推定を行うことにより、この数ユーザ分について推定精度をさらに向上させることができる。

また、受信側において、マルチユーザ型干渉キャンセラの出力側で通信品質を測定し、この受信品質情報をSIR測定のSIRしきい値に帰還して補正することにより、マッチトフィルタ出力信号でSIR一定型クローズドループ送信電力制御を行うことによって、干渉低減された信号のSIRに基いた送信電力制御信号を、制御遅延の増大を伴うことなく達成することができる。

図面の簡単な説明

図1は、従来のCDMA復調装置における、マルチステージ干渉キャンセラの構成を示すブロック図である。

図2Aおよび2Bは、従来の他のマルチステージ干渉キャンセラの構成を示すブロック図である。

図3は、図2Aおよび2Bの装置で使用される従来のチャネル構成を示す概念図である。

図4は、本発明によるCDMA復調装置の第1実施例の全体構成を示すブロック図である。

図5Aおよび5Bは、図4に示すCDMA復調装置のマルチステージ干渉キャンセラを示すブロック図である。

図6は、第1実施例において使用されるフレーム構成を示す概念図である。

図7は、第1実施例における、パイロット信号を用いた情報データ位相誤差補償方法を説明するためのベクトル図である。

図8および9は、第1実施例におけるマルチステージ干渉キャンセラの効果を示すグラフである。

図10は、本発明によるCDMA復調装置の第2実施例において使用される干渉キャンセラを示すブロック図である。

図11は、本発明によるCDMA復調装置の第3実施例の干渉キャンセラにおいて、各ユーザの干渉レプリカを生成するための、チャネル変動推定部およびチャネル変動補償部の構成を示すブロック図である。

図12は、第3実施例における干渉レプリカの生成方法を説明するための概念図である。

図13は、第3実施例における干渉レプリカ生成のための、チャネル変動の推定方法を説明するためのベクトル図である。

図14は、本発明によるCDMA復調装置の第4実施例における、第2ステージ以降のマルチステージ干渉キャンセラの、第k番目のユーザのICU(干渉キャンセルユニット)を示すブロック図である。

図15は、本発明によるCDMA復調装置の第5実施例における、第2ステージ以降のマルチステージ干渉キャンセラの、第k番目のユーザのICUを示すブロック図である。

図16Aおよび16Bは、本発明によるCDMA復調装置の第6実施例における、第1ステージの干渉キャンセラを示すブロック図である。

図17Aおよび17Bは、本発明によるCDMA復調装置の第7実施例における、マルチステージ干渉キャンセラを示すブロック図である。

図18Aおよび18Bは、本発明によるCDMA復調装置の第8実施例の全体構成を示すブロック図である。

図19Aおよび19Bは、第8実施例におけるマルチステージ干渉キャンセラを示すブロック図であり、図19Bの破線で囲んだ部分は、第8実施例の変形例を示す。

図20は、本発明によるCDMA復調装置の第9実施例における、マルチステージ干渉キャンセラおよびパイロット内挿補間・RAKE合成絶対同期検波部を示すブロック図である。

図21は、フェージングの速さに対する、クローズドループ送信電力制御の誤差を示すグラフである。

図22は、本発明によるCDMA復調装置に、送信電力制御を適用した実施例を示すブロック図である。

図23Aおよび23Bは、図22の受信品質測定部の構成を示すブロック図である。

図24は、図22のマッチトフィルタ出力における受信電力と、干渉キャンセラ出力における受信電力とを比較して示した概念図である。

図25は、本発明によるCDMA復調装置に、送信電力制御を適用した他の実施例を示すブロック図である。

図26は、本発明によるCDMA復調装置に、送信電力制御を適用したさらに他の実施例を示すブロック図である。発明を実施するための最良の形態

以下、図面を参照して、本発明の実施例を詳細に説明する。

実施例1

図4は、本発明によるCDMA復調装置の第1実施例の全体構成を示すブロック図、図5Aおよび5Bは、このCDMA復調装置の第1ステージおよび第2ステージの干渉キャンセル部の構成を示すブロック図、図6は、本発明を適用したCDMA通信システムのフレーム構成を示す概念図である。

本発明を適用したシステムのフレームは、図6に示すように、パターン既知のパイロット信号を、数シンボル単位で、情報信号の間に一定周期で挿入した構成である。

このシステムの受信側は、図4に示すように、チャネル1〜Nに対応して設けられたマッチトフィルタ103および受信レベル検出器104と、チャネルランキング部105と、第1〜第Hステージの干渉キャンセル部106〜108と

から構成されている。マッチトフィルタ103は、各チャネルの各パスにおいて、受信タイミングに同期した拡散符号を拡散符号レプリカとして、該拡散符号レプリカと受信信号との相関検出を行う。受信レベル検出器104は、マッチトフィルタ103から出力される各パスの受信電力の総和を各チャネル毎にとって、希望波受信信号レベルを検出する。チャネルランキング部105は、各ユーザの受信信号レベルに応じて、受信機入力のユーザの復調処理の順番を制御するチャネルランキング情報を出力する。干渉キャンセル部106~108は、チャネルランキン

10 グ情報に応じて、受信レベルの高いユーザから順番に復調処理を行うとともに、前ステージの干渉キャンセル部で推定された、各ユーザの干渉信号レプリカを入力とし、各ユーザの新たな干渉信号レプリカを出力する。

図5Aおよび5Bは、それぞれ、干渉キャンセル部106および107の構成を示す。

干渉キャンセル部106の入力端201に供給された受信拡散信号Sは、遅延器202, 203 (203-2 - 203-M)、および干渉キャンセルユニット (以下、ICUと呼ぶ) 210-1に供給される。遅延器202の出力は、第2ス

20 テージの干渉キャンセル部107に供給される。また、各遅延器203の出力は、第2-第Mチャンネルの各干渉減算器204 (204-2 - 204-M)に供給される。これらの遅延器203は、処理タイミングを合わせるためのものである。第k (k=2, ..., M) 番目のユーザの干渉減算器204-kは、第1, 2, ..., (k-1) 番目のユーザの干渉キャンセル部での干渉信号レプリカと、第(k+1), ..., (M-1), M番目のユーザの前ステージの干渉キャンセル部での干渉信号レプリカとを、入力信号から差し引く。

ICUは、ユーザ数×ステージ数分設けられている。その構成を、第1ステージのユーザ1のICU210-1を例にとって説明する。ICU210-1は、マルチパスの各パス毎に設けられたマッチトフィルタ211、パイロットシンボルチャネル変動推定部 (PCHEと呼ぶ) 212およびチャネル変動補償部213と、RAKE合成部214と、データ判定部215と、各パス毎に設けられたチャネル変動付加部216および再拡散部217と、加算器218とから構成されており、加算器218の出力 (チャネル変動推定値) が出力端子219から出力される。

マッチトフィルタ211は、各パス毎に、受信拡散信号と拡散符号レプリカとの相互相関をとり、逆拡散信号を出力する。PCHE212は、各パス毎に、逆拡散信号中の各シンボルの、伝送路における変動を推定する。すなわち、各パス毎に、パイロットシンボルによって推定した伝送路変動を、その間の情報シンボル位置に内挿補間し、各情報シンボルにおける伝送路変動を推定する。チャネル変動補償部213は、各パス毎に、推定された位相変動を補償する。RAKE合成部214は、各チャネル変動補償部213の出力信号を、各パスの受信電力の大きさに応

じて重み付け合成する。データ判定部215は、RAKE合成部214の出力信号を判定し、判定データを出力する。チャネル変動付加部216は、データ判定部215から出力された各パスの信号は、PCHE212から出力された位相変動を与える。再拡散部217は、チャネル変動付加部216から出力された各パスの信号を、各パスの受信タイミングに同期して拡散符号で再拡散する。加算器218は、このユーザの各パスの推定受信信号の総和をとって、このユーザの受信信号レプリカ $S_i^{(u)}$ を生成する。受信信号レプリカ $S_i^{(u)}$ は、他のチャネルにとっては干渉となるので、干渉信号レプリカと呼ぶことができる。この干渉信号レプリカ $S_i^{(u)}$ は、ユーザ2の減算器204-2に供給され、遅延器203-2によって遅延された受信拡散信号Sから減算される。このため、第2ユーザのICU210-2は、干渉量が軽減された信号に対して、干渉キャンセル処理を行うことになる。本ステージの他のICU210も同様の構成を有している。また、他の干渉キャンセル部107および108も同様の構成である。

本実施例の動作を説明する。マッチトフィルタ103は、各ユーザの各パス毎に対応する拡散符号をレプリカとして、受信機入力信号を逆拡散する。受信レベル検出器104は、各ユーザ毎に、RAKE合成すべきマルチパスのマッチトフィルタ相関出力値を加算することによって、各ユーザ毎に受信信号電力を求める。チャネルランキング部105は、受信信号電力レベルの大きいユーザから順番にランク付けを行い、チャネルランキング情報を出力する。

シリアルキャンセル部106~108は、ランクの上のユーザから順番に復調処理を行う。第1ステージの干渉キャンセル部106の動作は、次の通りである。

30 ICU210-1は、ユーザ1の干渉信号レプリカ $S_i^{(u)}$ を生成する。まず、マッチトフィルタ211は、各パス毎に、受信拡散信号Sを逆拡散する。PCHE210は、図6に示すパイロットシンボルで挟まれた情報ビット毎に、パイロットシンボルにおける受信位相を内挿補間して、各情報シンボルの伝送路位相変動を求める。

図7は、パイロットシンボルの内挿補間による、情報シンボルの伝送路変動の推定方法を示す。図7の横軸はパイロットシンボルおよび情報シンボルの同相成分の大きさを示し、縦軸はそれらの直交成分の大きさを示す。 P_i および P_{i+1} は、各パイロットシンボル区間で平均化して求めたパイロットシンボルの受信位相ベクトルを示す。破線 L_i は、パイロットシンボルの受信位相ベクトル P_i および P_{i+1} を、情報シンボル区間に線形内挿補間して得られた直線である。ベクトル S_{i1}, S_{i2}, \dots は、この内挿補間によって推定した、各情報シンボルの受信位相ベクトルを示す。曲線 C_i は、伝送路変動にともなう各シンボルの実際の受信位相ベクトルの終点の軌跡を示す。図7に示すように、各パイロットシンボル区間における受信位相ベクトルを、それらの間の各情報シンボルの位置に

まで線形内挿補間することによって、情報シンボルの受信位相ベクトルを推定することができる。本実施例では、このようなパイロットシンボルによる位相変動の推定を、マルチステージ干渉キャンセラの、各ステージの各ユーザの各パス毎に行っている。なお、パイロットシンボルの挿入間隔は、伝送路の位相変動に追従できるように決定する。

チャネル変動補償部213は、得られたチャネル位相変動推定値を用いて、情報シンボルの位相補償を行う。RAKE合成部214は、位相補償された各パスの信号を、各パスの受信電力を重みとしてRAKE合成する。データ判定部215は、RAKE合成された信号を、識別・判定して再生データレプリカを生成する。チャネル変動付加部216は、判定データに、各パスの推定位相変動を付加する。再拡散部217は、チャネル変動付加部216の出力を、各パスの受信タイミングに同期した拡散符号で再拡散して、各パスの干渉信号レプリカを求める。加算器218は、各パスの干渉信号レプリカの総和を求めることによって、ユーザ1の干渉信号レプリカ $S_1^{(u)}$ を求める。

次に、ユーザ2についての処理を説明する。干渉減算器204-2は、受信拡散信号Sからユーザ1の干渉信号レプリカ $S_1^{(u)}$ を差し引く。ICU210-2は、ICU210と同様に、ユーザ2の干渉量 $S_2^{(u)}$ を推定する。この場合、ユーザ2のICU210-2への入力信号は、受信拡散信号Sと比較して、SIR (Signal-to-Interference ratio) が向上している。これは、受信信号Sからユーザ1の干渉信号レプリカ $S_1^{(u)}$ を差し引いているためである。同様に、第k番目のユーザのICUへの入力信号は、第1-第(k-1)番目のユーザの干渉信号レプリカ(受信信号レプリカ)を差し引くため、SIRを順次に高めることができる。以下、第M番目のユーザまでの各ユーザに対して、その直前のユーザまでの干渉信号レプリカの総和を差し引いた信号に対してデータ復調処理を行う。

第2ステージの干渉キャンセル部107は、第1ステージの干渉キャンセル部106と同様に、ユーザ1から順次復調処理を行う。すなわち、ユーザ1のICU230-1は、処理遅延を考慮した受信信号Sdから第1ステージにおける他のユーザの干渉信号レプリカの総和、 $S_2^{(u)} + S_3^{(u)} + \dots + S_k^{(u)}$ を差し引いた信号について、ICU210-1と同様に、ユーザ1の干渉信号レプリカを求める。

第2ステージのユーザ2のICU230-2も、第2ステージで求めた第1ユーザの干渉信号レプリカと、第1ステージで求めた第3ユーザから第Mユーザまでの干渉信号レプリカとの総和、 $S_1^{(u)} + S_3^{(u)} + \dots + S_M^{(u)}$ を受信信号Sdから差し引いた信号に対して、同様の処理を行い、第2ユーザの干渉信号レプリカを求める。さらに、第MユーザのICU230-Mも、第2ステージで推定した他のユーザの干渉信号レプリカの総和、 $S_1^{(u)} + S_2^{(u)} + \dots + S_{M-1}^{(u)}$ を受信信号Sdから差し引いた信号に対して、同様

の処理を行い、第Mユーザの干渉信号レプリカを求める。

言い換えれば、第kユーザは、自分よりもランキングの高い(すなわち、受信信号レベルが大きい)ユーザについては、当該ステージでの干渉信号レプリカを用い、自分よりもランキングの低いユーザについては、1ステージ前の干渉キャンセル部で生成された干渉信号レプリカを用いて、干渉信号レプリカの算出を行う。

本実施例が従来技術と異なる点は、各ステージの各ユーザ毎に、各パスの位相推定を行う点である。この方法によれば、干渉キャンセル部のステージを1段階経過する毎に、各ユーザの干渉信号レプリカの精度が向上する。この結果、受信信号から他ユーザの干渉信号レプリカを差し引いた推定誤差が減少し、位相変動の推定精度も改善される。

なお、本実施例においては、逆拡散手段としてマッチトフィルタを用いたが、各パス数分のスライディング相関器でシリアルキャンセラを構成しても、同等の特性を得ることができる。

図8は、本実施例によるCDMA復調装置における平均ビットエラーレートを、従来装置のものと比較して示したグラフである。このグラフにおいて、横軸は、 E_b/N_0 (energy per bit to noise spectral density) を示し、縦軸は、平均ビット誤り率を示している。従来装置は、図7に示すように、逆拡散して得たパイロットシンボルを情報シンボル区間に内挿補間して、チャネル変動を推定している点は、本発明と同様である。しかしながら、本発明が、干渉キャンセル部の各ステージ毎に、各ユーザの各パスについてチャネル推定が逐次実行しているのに対して、従来装置は、各ユーザの各パイロットシンボル区間で得た受信ベクトルを、干渉キャンセル部の全ステージで共通に使用している点が異なっている。

図8のグラフから分かるように、誤り率の改善は、干渉キャンセル部が3ステージのときにはほぼ最高となり、それ以上ステージ数を増やしても、効果はほとんど増加しない。また、 E_b/N_0 が10dBの付近では、本発明装置は、従来装置に比較して、1桁近く誤り率を減らすことができる。

図9は、本発明装置の平均ビット誤り率を、今回パイロット区間と前回パイロット区間の間で加重平均をとって、パイロットシンボルの位相推定を行う場合のものと比較して示すグラフである。図において、 α および $(1-\alpha)$ が加重であり、黒丸が本発明の誤り率を示している。図から分かるように、 E_b/N_0 が10dBの付近では、本発明の誤り率は、加重平均化するものと比較して、約1/6に減少している。

実施例 2

図10は、本発明によるCDMA復調装置の第2実施例の干渉キャンセル部を示すブロック図である。この実施例が第1実施例と異なる点は、1つのICUで、M人のユーザ

に対して、全ステージ分の処理を実行している点である。すなわち、1つのICUを時分割で繰り返し使用することによって、ハードウェアの単純化を図っている点である。

図10において、入力端子301に入力された受信拡散信号Sは、メモリ303に供給される。メモリ303は、チャンネルランキング部105から供給されるユーザ制御信号（チャンネルランキング信号）の制御下で、遅延器として機能する。すなわち、図5Aの遅延器202、203および223に対応する。また、干渉減算器304は、図5Aの干渉減算器204および224に対応するもので、メモリ303から読み出された拡散信号Sから、干渉信号レプリカメモリ305から読み出された干渉信号レプリカを減算する。ICU310は、図5AのICU210および図5BのICU230に対応するもので、干渉減算器304の出力に対して、チャンネル推定、RAKE合成、および干渉信号レプリカ生成を実行し、新たな干渉信号レプリカを出力する。こうして、ICU310は、各ユーザ、各パスの干渉信号レプリカを順次更新し、得られた干渉信号レプリカを干渉信号レプリカメモリ305に書き込む。

実施例 3

図11は、本発明によるCDMA復調装置の第3実施例における、ICU内のマッチトフィルタ、PCHE（パイロットシンボルチャンネル変動推定部）およびチャンネル変動補償部の構成を示すブロック図である。第3実施例の詳細を説明する前に、その原理を説明する。

セルラ通信システムにおいては、基地局から移動局に向かう下りチャンネルでは、各ユーザの送信タイミングは同期している。しかしながら、それに応答する上りチャンネルでは、伝搬遅延が異なるために、各ユーザの情報シンボルタイミングおよび拡散符号チップタイミングが非同期となる。

図12は、非同期チャンネルにおける各ユーザのフレーム構成を示す。図に示すように、ユーザXのパイロットシンボルに対しては、ユーザYの前のパイロットブロック内の情報シンボルの干渉がある。マルチステージ干渉キャンセラでは、推定干渉レプリカは、チップ単位で生成するからである。このため、1パイロットブロック単位で行うマルチステージ干渉キャンセラ処理は、パイロットブロックの前後の情報シンボルまで含めた時間単位で行うことが必要となる。すなわち、図12に示すパイロットブロック時間 T_p ではなく、その前後の情報シンボルを取り込んだ干渉キャンセル処理時間 T_c 単位で推定干渉レプリカを生成する必要がある。このため、受信信号レベルの平均値によるチャンネルランキングや、推定干渉レプリカの生成などの処理は、処理時間 T_c 毎に行わなくてはならない。

図13は、非同期チャンネルにおける干渉レプリカ生成のための、チャンネル推定の原理を示すベクトル図である。図13の処理が、図7の処理と異なる点は、パイロットシ

ンボルPの外側の数シンボルについては、パイロットシンボルの受信包絡線を外挿して、チャンネル変動を推定している点である。この外側のシンボル数は、伝搬遅延を考慮しても数シンボルであるために、パイロットシンボルのチャンネル変動推定値を、パイロットシンボルの外側の情報シンボルのチャンネル推定値として採用しても大きな誤差は生じない。これらの推定値を用いることによって、パイロットシンボルの外側の情報シンボルの、拡散信号レプリカを生成することができる。また、2つのパイロットシンボルで挟まれた情報シンボルについては、図7と同様に、両側のパイロットシンボルを情報シンボル区間に内挿補間して変動推定し、情報シンボルの拡散信号レプリカを生成する。これらの拡散信号レプリカを受信信号Sから差し引くことによって、上りの非同期チャンネルにおいても、マルチユーザ干渉キャンセラを構成することができる。この方法によれば、1パイロットブロック時間 T_p 間の受信信号のみをメモリに蓄積しておけば、それより長い処理時間 T_c の範囲で干渉レプリカを生成することができ、効率的なマルチユーザ干渉キャンセラを実現できる。

図11に戻り、本実施例のICU内のPCHEおよびチャンネル変動補償部の構成を説明する。他の構成は、図5Aと同様である。

図11において、入力端子201に印加された受信拡散信号は、受信信号メモリ403に書き込まれる。メモリ403は、図12の1パイロットブロック時間 T_p 間の受信信号を蓄積する。蓄積された受信信号は、マッチトフィルタ411に供給され逆拡散される。逆拡散信号は、遅延器413、チャンネル推定部415、およびパイロットフレーム同期部419に供給される。

チャンネル推定部415は、パターン既知のパイロットシンボルを逆拡散信号の中から抽出し、パイロット信号発生部417から供給されるパイロットシンボルと、シンボル毎に比較し、位相変動を推定する。この場合、パイロット信号発生部417のパイロットシンボルの発生位相は、パイロットフレーム同期部419からの信号によって制御される。

チャンネル推定部415によって推定された位相変動は、信号化されて内挿補間部421および外挿部423に供給される。パイロットブロックの内側の情報シンボルについては、両側のパイロット区間において推定した推定値を各情報シンボルの位置に内挿して、各情報シンボルのチャンネル変動を推定する。一方、パイロットブロックの外側の情報シンボルについては、これらの情報シンボルに最も近いパイロット区間における推定チャンネル変動を、チャンネル変動推定値とする。上述したように、これらの情報シンボル数は、セル半径が数kmのセルラシステムにおける伝搬遅延を考慮しても、数個に過ぎない。これらのチャンネル変動推定値は、フェージングひずみ補償部425に供給され、遅延器413を通った逆拡散信号に乗算さ

れ、そのチャネル変動が補償される。

このような処理が、このユーザの各パスについて行われ、チャネル変動補償された各パスの逆拡散信号がRAKE合成部430に供給される。RAKE合成された信号は、データ判定部440によって判定される。

この実施例によれば、上りの非同期チャネルにおいても、一定時間単位のプロック処理で、マルチステージの干渉キャンセル処理が可能となる。この実施例では、プロック間で干渉レプリカ情報のやりとりをする必要がないため、装置の簡単化を図ることができる。

実施例 4

図14は、本発明によるCDMA復調装置の第4実施例の、第2ステージ以降の干渉キャンセラのICUを示すブロック図である。この実施例は、自チャネルのマルチパス信号による干渉レプリカをも除去するものである。

移動通信環境下では、建物や土地からの反射によって、マルチパス伝搬路が形成される。自チャネルのマルチパス信号も、他ユーザからの信号と同様に、逆拡散時に相互相関を生じて干渉の原因となる。上述した各実施例のように、パイロットシンボルを用いて、各ユーザ毎に逐次的にチャネル推定を行う構成では、第2ステージ以降のステージのICUの入力信号には、自チャネルのマルチパス信号による干渉レプリカが含まれている。

高速チップレート of 広帯域DS-CDMAでは、時間分解能が低いために、受信信号を多数のマルチパス信号に分離でき、RAKE合成機能が効果的である。しかしながら、RAKE合成においては、マルチパスの1パス当たりの信号電力が低減し、自チャネルのマルチパス信号からの干渉が無視できなくなる。したがって、マルチステージ干渉キャンセラにおいては、受信信号から、他ユーザの干渉レプリカだけでなく、自チャネルのマルチパス信号により干渉レプリカをも差し引いた信号を、ICU入力信号として用いて、SIRをさらに向上させる必要がある。

図14は、このような考えの下に実現されたCDMA復調装置の、第*i*ステージ(*i*は2以上の整数)の第*k*ユーザのICUを示す。

このICU510-kが、図5Aに示す第1実施例のICU210と異なる点は、次の通りである。

(1) 干渉レプリカ除去部505 (505-1 ~ 505-Lk) を新たに設けた点。この干渉レプリカ除去部505は、自チャネルのマルチパス波に起因する干渉レプリカを除去するためのものである。

図14の干渉減算器504-kは、図5Bの干渉減算器224に対応し、入力端子501に供給された受信拡散信号 S_i (受信拡散信号 S を遅延した信号) から、他のユーザの干渉レプリカを差し引く。すなわち、干渉減算器504-kは、自分より前の第1から第($k-1$)ユーザについては、本ステージ*i*で得られた干渉レプリカを受信拡散信号から差し引き、自分より後の第($k+1$)から第*M*までのユーザについては、1つの前の第($i-1$)ステー

ジで得られた干渉レプリカを受信拡散信号から差し引く。他ユーザの干渉レプリカが除去された受信拡散信号 S_i は、干渉レプリカ除去部505に供給される。

干渉レプリカ除去部505は、自チャネルの各マルチパスについて、1つ前の第($i-1$)ステージで得られ他のマルチパスの干渉レプリカを、受信拡散信号 S_i から差し引いて除去する。たとえば、干渉レプリカ除去部505-1は、前の第($i-1$)ステージで得られた、第2マルチパス以降のすべてのマルチパスの干渉レプリカを、受信拡散信号 S_i から引いて除去する。一般に、第*k*番目のユーザの第*L_k*番目のマルチパス波に関して考えると、前ステージのICUで推定した第*k*番目のユーザの、 L_k を除くマルチパスの干渉レプリカを、受信拡散信号 S_i から差し引く。こうして得られた受信拡散信号は、各パスに対応した設けられたマッチトフィルタ211に供給され、以後、第1実施例と同様の処理を受け、再拡散部217で再拡散される。なお、図14において、 L_k はユーザ*k*のRAKE合成パス数である。

(2) 各パスの再拡散部217の出力を、当ステージのマルチパス波の干渉レプリカとして、出力端子507 (507-1 ~ 507-Lk) から出力する点。これらの干渉レプリカは、次の第($i+1$)ステージに供給され、マルチパス波の干渉レプリカ除去に用いられる。

なお、図14のICUでは、干渉レプリカ除去部504および505を、ICUの外側および内側にそれぞれ配置したが、これに限定されない。要は、ICU510内のマッチトフィルタ211への入力信号として、受信拡散信号から、他ユーザの干渉レプリカ、および自チャネルの他のパスのマルチパス波の干渉レプリカを差し引いた信号が供給されればよい。

この実施例によれば、第1実施例と比較して、SIRをさらに向上させることができる。この結果、受信特性を改善することができ、システムの加入者容量を増大することが可能となる。

実施例 5

図15は、本発明によるCDMA復調装置の第5実施例の、第2ステージ以降の干渉キャンセラのICUの構成を示すブロック図である。この実施例は、データ判定部215から出力される判定データの振幅を、希望波の振幅にマッチングさせて、各ユーザの各マルチパスの干渉レプリカをさらに高精度に生成しようとするものである。

図15に示す第5実施例が、図14に示す第4実施例と異なる点は、判定データ振幅値を求める回路を新たに設けた点である。以下、この点を説明する。受信信号電力検出器521 (521-1 ~ 521-Lk:ただし、 L_k はRAKE合成のパス数) は、各パス毎に逆拡散信号の信号電力を求める。これは、逆拡散信号の同相成分および直交成分の振幅2乗和として求めることができる。加算器523は、電力検出器521の各出力を、RAKE合成のマルチパス分だけ加算して、RAKE合成後の受信信号電力を求める。同相・

直交成分振幅変換部525は、この受信信号電力から、受信信号の同相および直交成分の絶対振幅を求める。各シンボル毎の振幅値は、雑音の影響でばらついているため、1パイロットブロックにわたって、平均化して、雑音の影響を取り除いた振幅値を得る。この平均化を実行するのが、平均化部527である。平均化された振幅値は、乗算器529に供給され、判定データの振幅値が受信信号の振幅値にマッチするように調整される。

本実施例によれば、各ユーザの各マルチパスの干渉レプリカを精度よく生成することができる。

実施例 6

図16Aおよび16Bは、本発明によるCDMA復調装置の第6実施例の、第1ステージの干渉キャンセル部の構成を示すブロック図である。他の構成要素は、図4に示す構成と同様である。すなわち、図4に示すマッチトフィルタ103、受信レベル検出器104およびチャネルランキング部105と、第2ステージ以降の干渉キャンセル部107および108は、第1実施例と同様である。

前述したように、マッチトフィルタ103は、各チャネルの各パスの受信拡散符号に同期した拡散符号レプリカと、受信拡散信号Sとの相関検出を行う。受信レベル検出器104は、マッチトフィルタ103から出力された各パスの受信電力の総和をチャネル毎に計算して、希望波受信信号レベルを検出する。チャネルランキング部105は、受信レベル検出器104の各ユーザの受信信号レベルに応じて、受信機入力のユーザの復調処理の順番を制御するチャネルランキング情報を出力する。

本実施例の第1ステージの干渉キャンセル部が、図5Aに示す干渉キャンセル部と異なる点は、第1〜第kユーザの干渉キャンセル部を、デコリレータ（逆相関フィルタ）を中心として構成した点である。

図16Aおよび16Bにおいて、マッチトフィルタ601（601-1〜601-k）は、

チャネルランキング部105から供給されたチャネルランキング情報に基づいて、受信信号レベルの大きい方からkユーザの各パスの信号を逆拡散する。デコリレータ603は、逆相関フィルタとして機能するもので、マッチトフィルタ106と、チャネルランキング部105からの情報によって、受信信号レベルの大きい方からkユーザの各パスの、各マッチトフィルタ601からの信号を入力ベクトルとして、互いに干渉除去された逆拡散ベクトルを出力する。

絶対同期検波・干渉生成部610（610-1〜610-k）は、図5AのICU210からマッチトフィルタ211を除いた構成を有し、デコリレータ603の出力信号から第1〜第kチャネルの干渉レプリカを計算する。

第（k+1）〜第Mユーザに関しては、図5Aに示す第1実施例の対応部分と同様である。すなわち、遅延器203、干渉減算器204、およびICU210は、第1実施例と同様である。こうして、受信信号レベルの大きいkユーザに

については、デコリレータ603の出力に基づいて干渉レプリカを推定し、この推定干渉レプリカを用いて残りの（M-k）ユーザの復調処理を行う。また、第2ステージ以降の干渉キャンセル部では第1実施例と同様に、各ユーザの推定干渉レプリカを計算する。最終ステージ（第Hステージ）の干渉キャンセル部108は、各ユーザの再生データを出力する。

デコリレータ603は、受信信号レベルの大きいkユーザのΣLkパスについて直交化処理を行い、受信拡散信号のSIRを向上させる。デコリレータ603による直交化処理は次のように行う。すなわち、デコリレータ603は、kユーザの拡散符号と受信タイミングとから、各パスの受信拡散符号レプリカを生成する。次いで、ΣLk個の拡散符号間の相互相関を計算し、この相互相関の値を用いて相関行列を生成する。さらに、この相関行列の逆行列を計算して、受信信号ベクトルにかけることにより、kユーザの全パスの受信信号ベクトル間の直交化処理を行う。

この結果、たとえば第1ユーザの各パスの信号は、第2〜第kユーザの各パスの信号と直交化する。したがって、第1ユーザの各パスに対する干渉信号は、第（k+1）ユーザから第Mユーザの各パスからの残留干渉信号のみとなって、SIRが向上する。デコリレータ603で直交化を行ったkユーザの各パス毎に、絶対同期検波・干渉生成部610によって、チャネル変動推定、チャネル変動補償、RAKE合成および干渉レプリカ生成を行う。これらkユーザの干渉レプリカは、第（k+1）ユーザのICU210〜（k+1）以降への入力となり、第1実施例と同様の処理が行われる。

本実施例によれば、第1実施例の欠点が除かれる。すなわち、第1実施例では、最初の段階で干渉レプリカ推定を受ける、受信信号レベルの大きい方のユーザが、不利であった。しかしながら、本実施例では、最初のkユーザに対しては、デコリレータ603によって、干渉キャンセルを行っているため、このような第1実施例の欠点を除去することができる。このkの値は、一般には2以上、かつ拡散率PG以下であるが、あまり大きな値はとれない。これは、チャネル数が増加するにしたがって、デコリレータが扱う行列の次数が急激に増加するからである。

実施例 7

図17Aおよび17Bは、本発明によるCDMA復調装置の第7実施例の干渉キャンセル部を示すブロック図である。この実施例が第6実施例と異なる点は、1つのICUで、M人のユーザに対して、全ステージ分の処理を実行している点である。すなわち、1つのICUを時分割で繰り返し使用することによって、ハードウェアの簡単化を図っている点である。

本実施例の構成および作用は、第2実施例および第6実施例から容易に理解できるので、詳細な説明は省略す

る。

実施例 8

図18Aおよび18Bは本発明によるCDMA復調装置の第8実施例を示すブロック図である。

本実施例は、図4に示す第1実施例を単純化したものであり、第1実施例とは、次の点で異なっている。

(1) 干渉キャンセル部700, 720および740の構成が、図4の干渉キャンセル部106, 107及び108の構成よりも単純化されている点。

図19Aおよび19Bは、第1および第2ステージの干渉キャンセル部の構成を示すブロック図である。ただし、図19Bの破線で囲んだ部分は、本実施例の変形例に関わる部分であり、これについては、後述する。

図19Aおよび19Bに示す干渉キャンセル部が、図5Aに示す干渉キャンセル部と異なる点は、ICU710 (710-1 - 710-M) の構成である。このICU710は、逆拡散信号の位相変動の推定・補償およびデータ判定を行わない。具体的には、図5AのICU210から、構成要素212-216を省いた構成である。すなわち、ICU710のマッチトフィルタ211は、受信拡散信号を各パス毎に逆拡散し、逆拡散信号を出力する。この逆拡散信号は、再拡散部217に直接供給される。再拡散部217は、各パスの逆拡散信号を、各パスの受信拡散符号に同期した拡散符号レプリカを用いて再拡散し、各パスの干渉信号レプリカを求める。加算器218は、各パスの干渉信号レプリカの総和を求める。これが、ユーザ1の推定干渉レプリカ $S_1^{(u)}$ である。このように、マッチトフィルタ211で逆拡散した信号を、直ちに再拡散部217で再拡散することによって、第1実施例と比較して回路の単純化を図ることができる。

(2) 最終ステージの干渉キャンセル部740の出力側に、パイロット内挿補間・RAKE合成絶対同期検波部750, 760および770を接続した点。

最終ステージ、すなわち、第Hステージの干渉キャンセル部740の各チャンネルのICUから、干渉が低減された信号 $D_{1(m)}, D_{2(m)}, \dots, D_{H(m)}$ が出力される。これらの信号は、各チャンネル毎に設けられたパイロット内挿補間・RAKE合成絶対同期検波部750, 760および770に、それぞれ入力される。検波部750の構成と動作は、第1実施例のICU210内の、マッチトフィルタ211からデータ判定部215までの構成および動作と同様であるが、以下に簡単に説明する。

干渉キャンセル部740から信号 $D_{1(m)}$ を受けたマッチトフィルタ751は、この信号を、各パス毎に逆拡散する。P-CHE (パイロットシンボルチャンネル変動推定部) 752は、各パイロットシンボルの位相変動を推定し、パイロット区間における平均をとり、これを位相変動推定値とする。チャンネル変動補償部753は、この位相変動推定値を、パイロットシンボルではさまれた情報シンボルの各位置に内挿補間して、各情報シンボルのチャンネル位相変

動を推定し、マッチトフィルタ751の出力に対して、この推定チャンネル位相変動を用いて、情報シンボル区間のチャンネル変動を補償する。RAKE合成部754は、位相補償された各パスの信号を、各パスの受信電力を重みとしてRAKE合成する。データ判定部755は、RAKE合成された信号を判定して、再生データを出力する。こうして、絶対同期検波が行われる。

本実施例は、上述した他の実施例とは異なり、各ステージの各ユーザ毎に各パスの位相推定は行わない。これによって、各ステージの干渉キャンセル部の構成が大幅に単純化される。本実施例における干渉信号レプリカは、データ判定を行わないために、熱雑音の影響を直接受けることとなるが、これは上述した他の実施例において、再生データレプリカを生成する際の判定誤りの影響とほぼ等価である。また、再生データレプリカを生成しないために、生成した干渉信号レプリカには、各拡散符号の相互相関の影響が、各ステージの干渉キャンセル部に伝搬することが考えられるが、干渉キャンセル部のステージ数を、数段に抑えることによって、影響を小さくすることができる。

本実施例では、逆拡散手段としてマッチトフィルタを用いたが、スライディング相関器を用いても、同等の特性のシリアルキャンセラを構成できる。

図19Bの破線で囲んだ部分は、第8実施例の変形例を示す。この変形例においては、第2ステージの干渉キャンセル部720の、各ICU730への入力信号を、パイロット内挿補間・RAKE合成絶対同期検波部750に入力している。

実施例 9

図20は、本発明によるCDMA復調装置の第9実施例を示すブロック図である。本実施例は、図10に示す第2実施例を単純化したものであり、その構成および作用は、第2実施例および第8実施例から明らかなので、詳細な説明は省略する。

実施例 10

前述したように、DS-CDMAにおいては、各通信者は、フェージングによる瞬時変動、短区間変動および距離変動を受ける。このため、移動局で所要の受信品質を満足するためには、基地局の受信機入力におけるSIRを一定にする送信電力制御を行う必要がある。

送信電力制御は、オープンループ型と、クローズドループ型とに分けられる。前者は、受信側でSIRを測定し、それに基づいて送信電力を制御する。後者は、受信側でSIRを測定し、それと目標SIR値との差に基づいて、通信相手側に送信電力制御信号を送り、相手側の送信電力を制御する。送受の搬送波レベルに相関がない場合には、クローズドループ型の送信電力制御が有効である。

クローズドループ型の送信電力制御を、CDMA移動通信に適用した場合の特性は、主に制御遅延で決定される。

図21は、送信電力制御遅延をパラメータとしたとき

の、送信電力制御の誤差特性の一例を示すグラフである。送信電力制御の制御周期で正規化したフェージングの速さ fdT (横軸) が増加するにつれて、送信電力の制御誤差 (縦軸) が増大する。フェージングが、ある速さ以上になると、送信電力制御がフェージングに追従しなくなり、特性が平坦になる。また、制御遅延が増すにつれて、制御誤差の平坦部が増大している。送信電力制御誤差が増大すると、SIRが目標値を下回る区間で通信品質が劣化し、加入者容量の減少につながるため、送信電力制御の遅延はできるだけ小さいことが望ましい。

一方、送信電力制御が完全で、受信機入力におけるSIRが一定になることを保証されたとしても、移動通信のマルチパス環境下においては拡散符号が完全に直交することはない。このため、他の通信者からの干渉を受けることとなり、その大きさは、一人の他通信者あたり、平均で拡散率分の1の電力となる。したがって、同一の周波数帯での通信者数が増加すると、干渉信号電力レベルが増加し、1セル当たりの通信者容量を制限することになる。1セル当たりの通信者容量をさらに増加させるためには、上述した干渉キャンセル技術が用いられる。

受信側で干渉キャンセルを用いると、干渉電力が低減し、受信SIRが向上するため、干渉キャンセルを用いない場合に比べて、送信電力を低減することができる。したがって、他の通信チャンネルに与える干渉量が低減し、各通信チャンネルの受信SIRがより一層向上する。

干渉キャンセルによるSIR向上効果を有効に利用するためには、干渉低減後の信号のSIRを測定する必要がある。ところが、マルチユーザ型の干渉キャンセルは処理遅延を伴う。例えば、マルチステージ型においては、ステージ数およびユーザ数が増えるにしたがって、処理遅延が大きくなる。また、デコリレータ型においては、ユーザ数およびパス数が増えるにともなって、逆行列演算に要する処理量が増大して処理遅延が増え、さらに、過去および未来の複数のシンボルに対する直交化処理を行うために、数シンボルの処理遅延を免れない。

上述したように、送信電力制御の特性は、主に制御遅延で決まる。干渉低減後の信号のSIRを測定すると、この制御遅延が極めて大きくなる。この結果、送信電力制御誤差が大きくなって、加入者容量の減少につながる。

このような理由で、マルチユーザ型干渉キャンセルを用いた場合の受信SIR向上効果を、クローズドループ送信電力制御に適用する方法は、開示されていなかった。本実施例は、受信側で干渉キャンセルを適用した場合に、クローズドループ送信電力制御を有効に作用させ、送信電力低減および加入者容量増大効果を達成するものである。

図22は、本発明によるCDMA復調装置に送信電力制御を適用した実施例を示すブロック図である。

図22において、マッチトフィルタ801は、同じ周波数

帯域で通信を行うN (Nは2以上の整数) の通信者に対して、各通信チャンネルの各パス受信タイミングに同期した拡散符号レプリカを用いて、相関検出を行う。SIR測定部802は、マッチトフィルタ801の出力信号のSIRを測定する。マルチユーザ干渉キャンセル803は、各通信チャンネルについて、干渉除去された信号を出力する。受信品質測定部804は、マルチユーザ干渉キャンセル803から出力された、干渉除去された信号の受信品質を、各チャンネル毎に測定する。目標SIR設定部805は、受信品質測定部804から出力された受信品質を、所要受信品質と比較して、各チャンネル毎に目標SIR値を設定する。TPC (送信電力制御) ビット生成部806は、SIR測定部802から得られた受信SIRを、目標SIR設定部805から得られた目標SIRと比較して、送信電力制御信号を生成する。

図23Aおよび23Bは、受信品質測定部804の詳細を示すブロック図であり、図23Aは、フレーム誤り率を測定して、受信品質を監視する受信品質測定部804を示し、図23Bは、パイロットシンボルの誤り率を測定して、受信品質を監視する受信品質測定部804を示している。送信電力制御が、瞬時変動に追従して目標SIRを実現するのを目指すのに対して、受信品質測定部804は、比較的長時間に渡って平均化を行い、干渉キャンセル803の出力における通信品質をモニタし、送信電力制御の目標SIR値を補正する。したがって、干渉キャンセル803の処理遅延は問題にならない。

図23Aにおいて、CRCチェック部811は、マルチユーザ干渉キャンセル803から出力された受信データに対して、CRC検査 (Cyclic Redundancy Check) を行う。すなわち、生成多項式による割算回路に、受信データを入力し、剰余が0か否かを判定する。剰余が0であれば、通信路におけるフレーム誤りは無かったと判定し、剰余が0でなければ、フレーム誤りが生じたと判断する。

フレーム誤り計数部812は、フレーム誤りの個数を計数し、フレーム誤り率を出力する。フレーム誤り率しきい値発生部813は、フレーム誤り率のしきい値を出力する。受信品質測定部804は、フレーム誤り率と、そのしきい値とを比較して、受信品質を示す信号を出力する。目標SIR設定部805は、この信号によって基準SIRを修正し、修正された基準SIRを出力する。

図23Bに示す、パイロットシンボルの誤り率による受信品質測定部804は、次のように構成される。パイロットシンボル生成部821は、パターン既知のパイロットシンボルを生成する。パイロットシンボル誤り率計数部822は、マルチユーザ干渉キャンセル803から出力された受信データから、パイロットシンボルを抽出し、パイロットシンボル生成部822から供給されたパイロットシンボルと比較し、パイロットシンボルの誤り率を計算する。

パイロットシンボル誤り率しきい値発生部823は、パイロットシンボル誤り率のしきい値を出力する。受信品質判定部824は、パイロットシンボル誤り率と、そのし

きい値とを比較して、受信品質を示す信号を出力する。目標SIR設定部805は、この信号によって基準SIRを修正し、修正された基準SIRを出力する。

本実施例の動作を説明する。マッチトフィルタ801は、各通信チャネルの各パス毎に受信拡散信号と拡散符号レプリカとの相関を検出し、各ユーザの逆拡散信号を出力する。SIR測定部802は、逆拡散信号を用いて、各ユーザ毎にSIRを測定する。一方、マルチユーザ干渉キャンセラ803は、受信拡散信号を用いて、干渉除去された逆拡散信号を出力する。ただし、この逆拡散信号は、処理遅延を伴っている。

受信品質測定部804は、干渉キャンセラ803から出力された逆拡散信号の通信品質を測定する。測定された通信品質は、目標SIR設定部805に送られ、所要受信品質と比較される。

図24は、マッチトフィルタ801の出力と干渉キャンセラ803の出力とを比較した図である。目標SIR設定部805による目標SIRの設定は、次のように行われる。

(1) 目標SIRは、干渉キャンセラ803による干渉低減効果を見込んで、干渉キャンセラ803の出力における所要SIRに比べて低めに設定する。

(2) 干渉キャンセラ803の干渉除去能力は、同時通信者数に応じてある程度予測できるので、目標SIRも、同時通信者数に応じて設定する。

(3) 受信品質測定部804が測定した通信品質が、所要の品質に比べて良い場合には、目標SIRを下げる。これによって、通信の過剰品質を避け、送信電力の一層の低減を図る。

(4) 逆に、受信品質測定部804が測定した通信品質が、所要の品質に比べて悪い場合には、目標SIRを上げる。

(5) 上記(3)および(4)の補正を繰り返すことによって、目標SIRを、干渉キャンセラ803の出力において所要の品質が満たされる値に収束させていく。

TPCビット生成部806は、SIR測定部802から出力された測定SIRと目標SIRとを比較し、前者が上回っているときは、通信の相手に、送信電力を下げよとの制御信号(TPCビット)を送る。逆に、後者が上回っているときは、通信の相手方に、送信電力を上げよとの制御信号を送る。これによって、電送路の瞬時変動に追従するクロージャドループ送信電力制御を実現することができる。

なお、所要受信品質は通信チャネル毎に設定する。こ*

* れは提供するサービス(音声伝送、画像伝送、データ伝送等)によって、要求される通信品質が異なるためである。

実施例11

図25は、本発明によるCDMA復調装置に送信電力制御を適用した他の実施例を示すブロック図である。

本実施例の特徴は、以下の通りである。

(1) マルチユーザ干渉キャンセラ803として、実施例1のレプリカ再生型マルチステージ干渉キャンセラを用いた点。

(2) 受信品質測定部804として、図23Bに示すパイロットシンボルのビット誤り率によって通信品質を測定する。パイロットシンボル平均誤り率測定部804を用いた点。

本実施例の動作は、実施例1、10および図23Bに関する説明から明らかなので、簡単に説明する。

干渉キャンセラ803の各段において、他の通信者のチャネルからの干渉信号を復調・判定して、送信情報データレプリカを再生する。この再生データレプリカから各チャネルの干渉信号レプリカを計算し、受信信号から差し引いていくことによって、希望波信号に対するSIRを高めて希望波信号を復調する。

一方、チャネルランキング部807は、通信者の受信電力の強い順に並び替えるチャネルランキングを行う。これに基づいて、干渉キャンセラ803は、受信電力が強い順に、希望波信号を復調する。この操作を、多ステージに渡って実行することにより、後のステージほどSIRが向上する。また、干渉キャンセラ803の各ステージにおいて、干渉信号レプリカの精度が向上するに従って、各チャネルの変動推定精度も向上する。したがって、通信者数の多い場合の干渉キャンセラ効果が向上する。

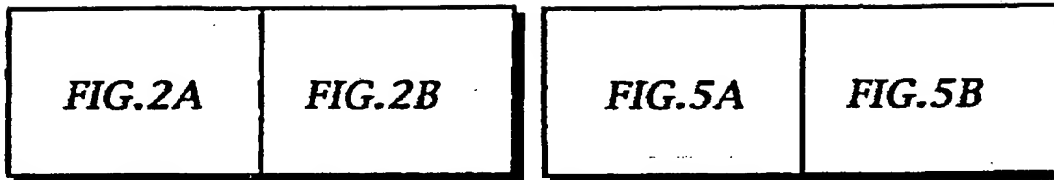
実施例12

図26は、本発明によるCDMA復調装置に送信電力制御を適用した、さらに他の実施例を示すブロック図である。本実施例が図25に示す第11実施例と異なる点は、パイロットシンボル平均誤り率測定部804の代わりに、デインターリーブ部808、ビタビ復号部809およびフレーム誤り率測定部810からなる受信品質測定部を設けた点である。

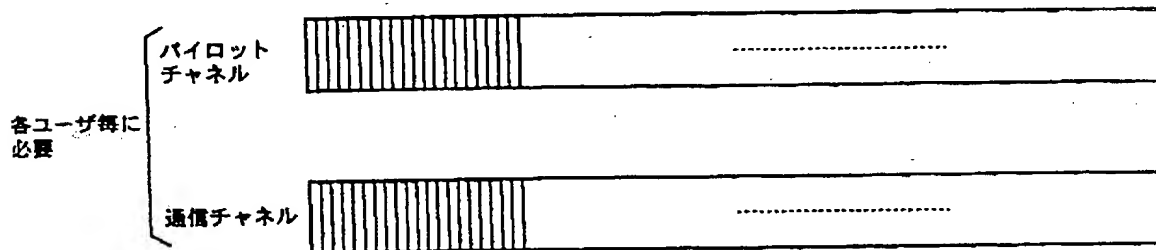
この構成によっても第11実施例と同様の作用効果を得ることができる。

【第2図】

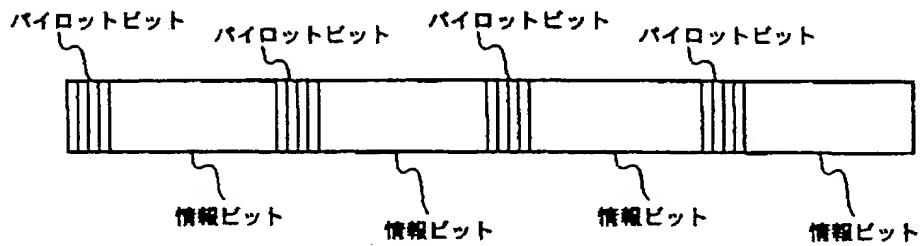
【第5図】



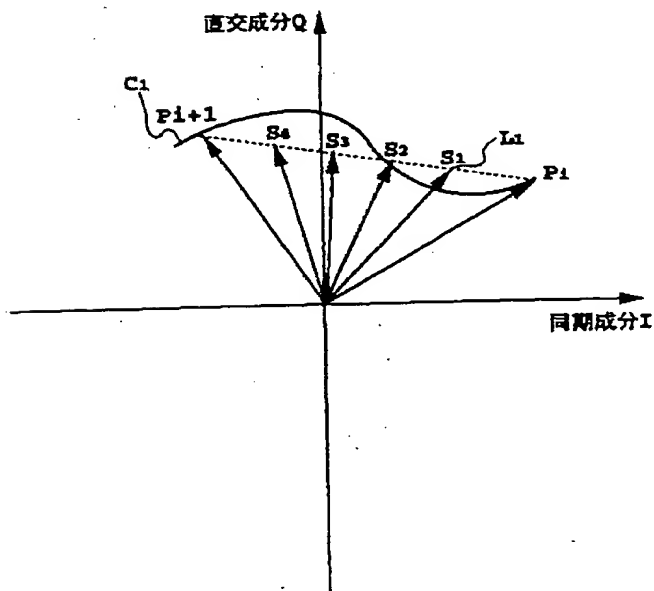
【第3図】



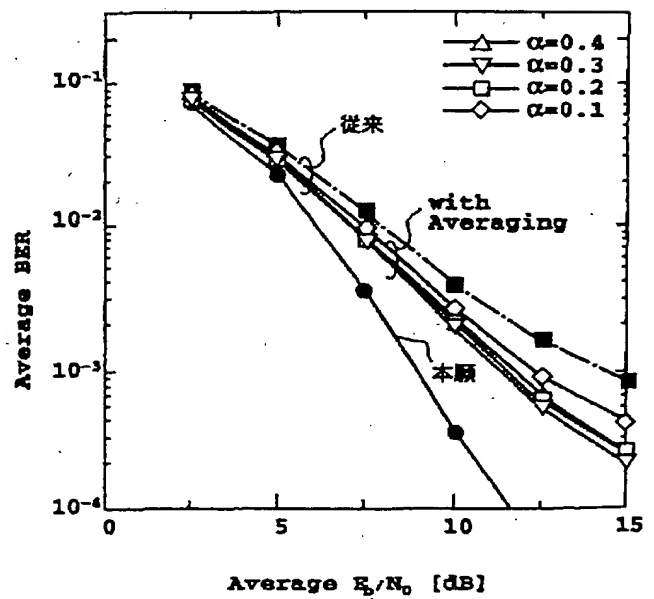
【第6図】



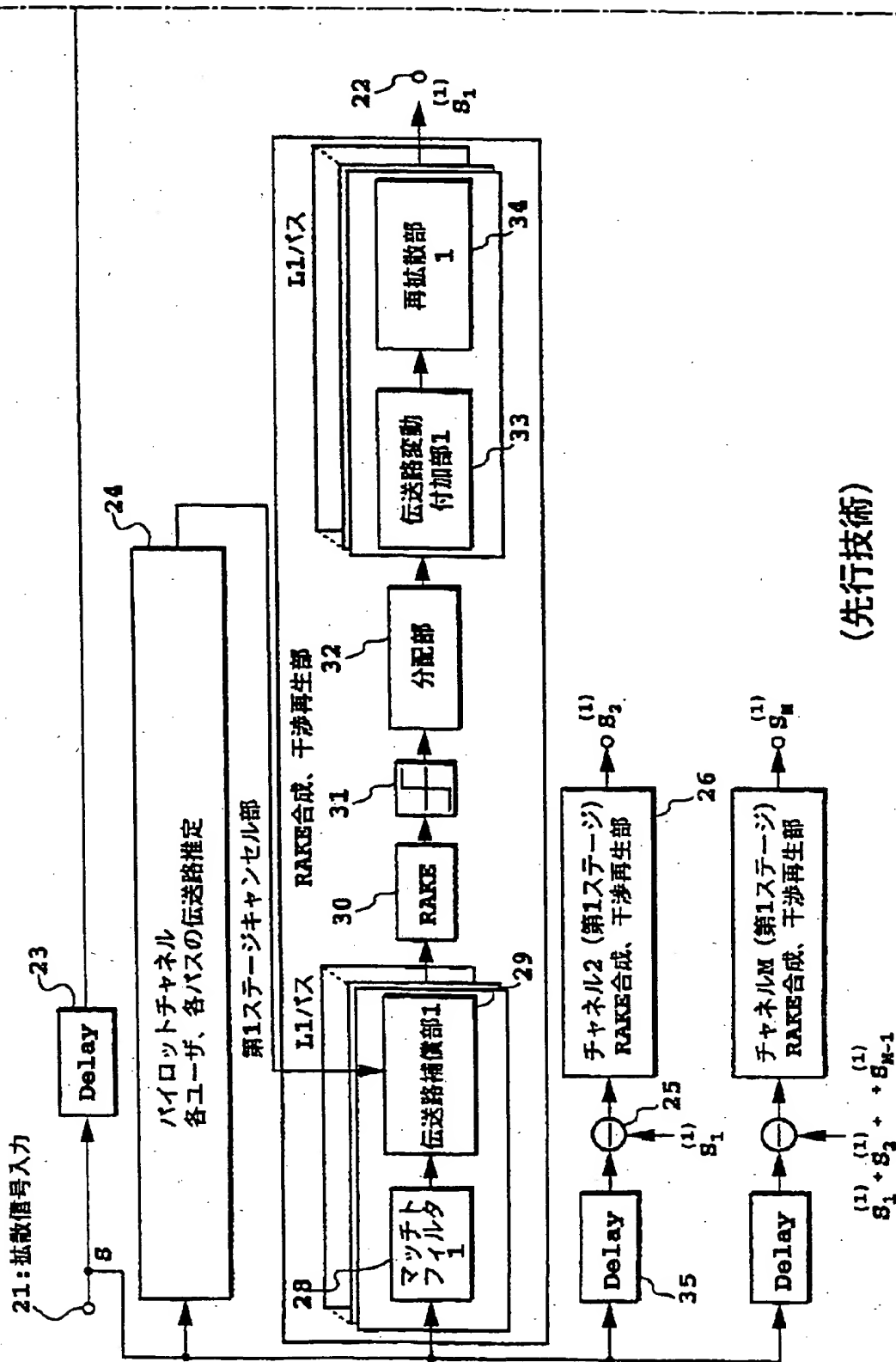
【第7図】



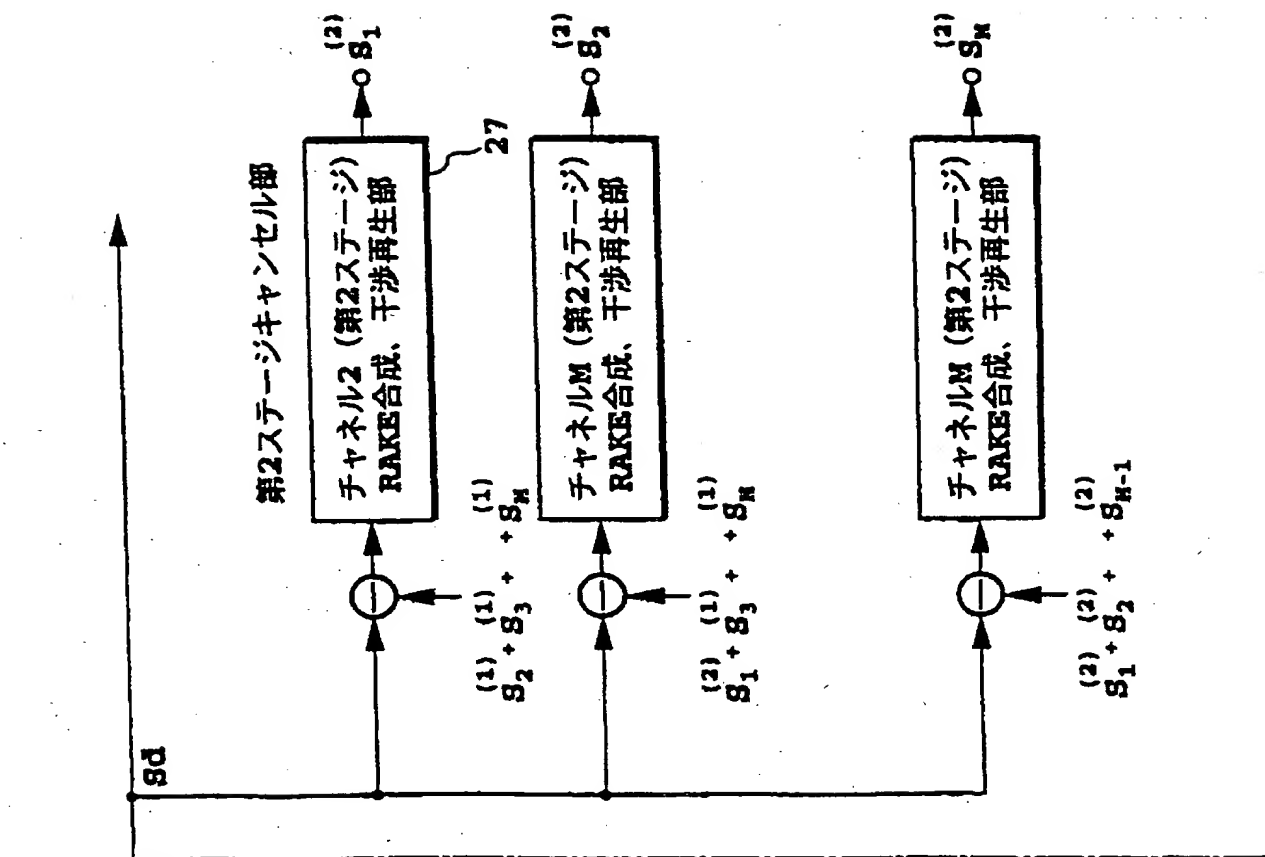
【第9図】



【第2A図】

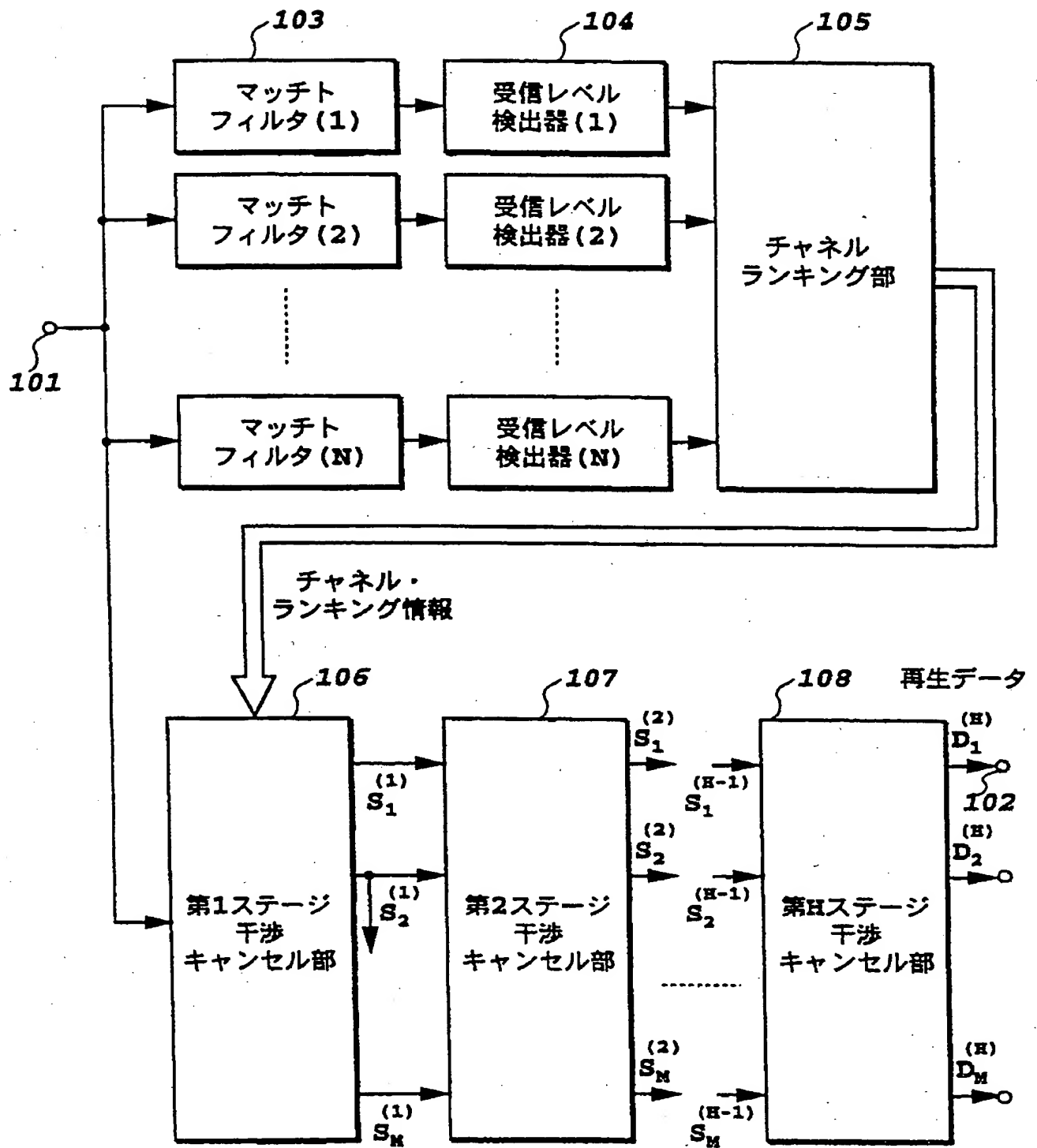


【第2B図】

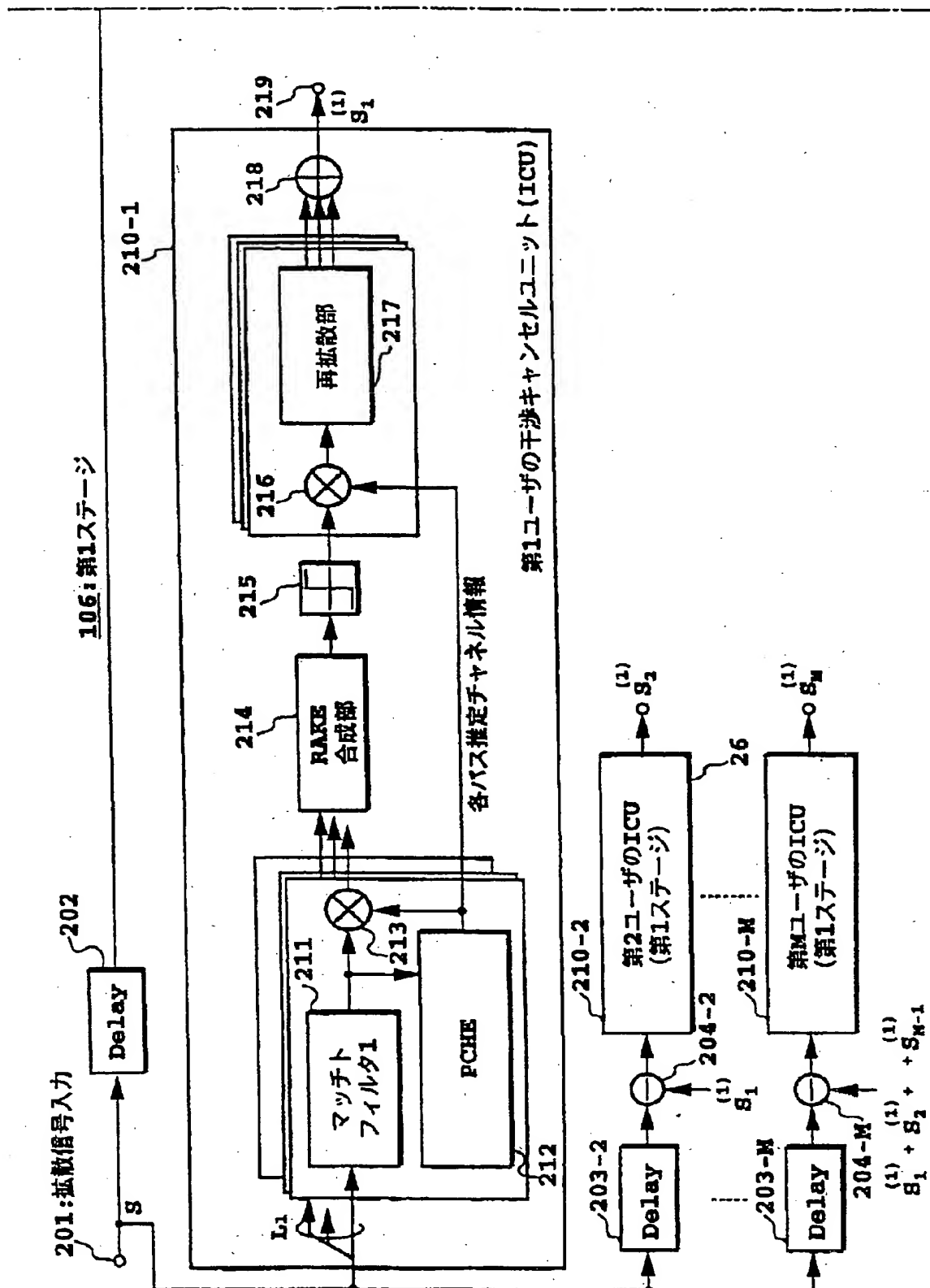


(先行技術)

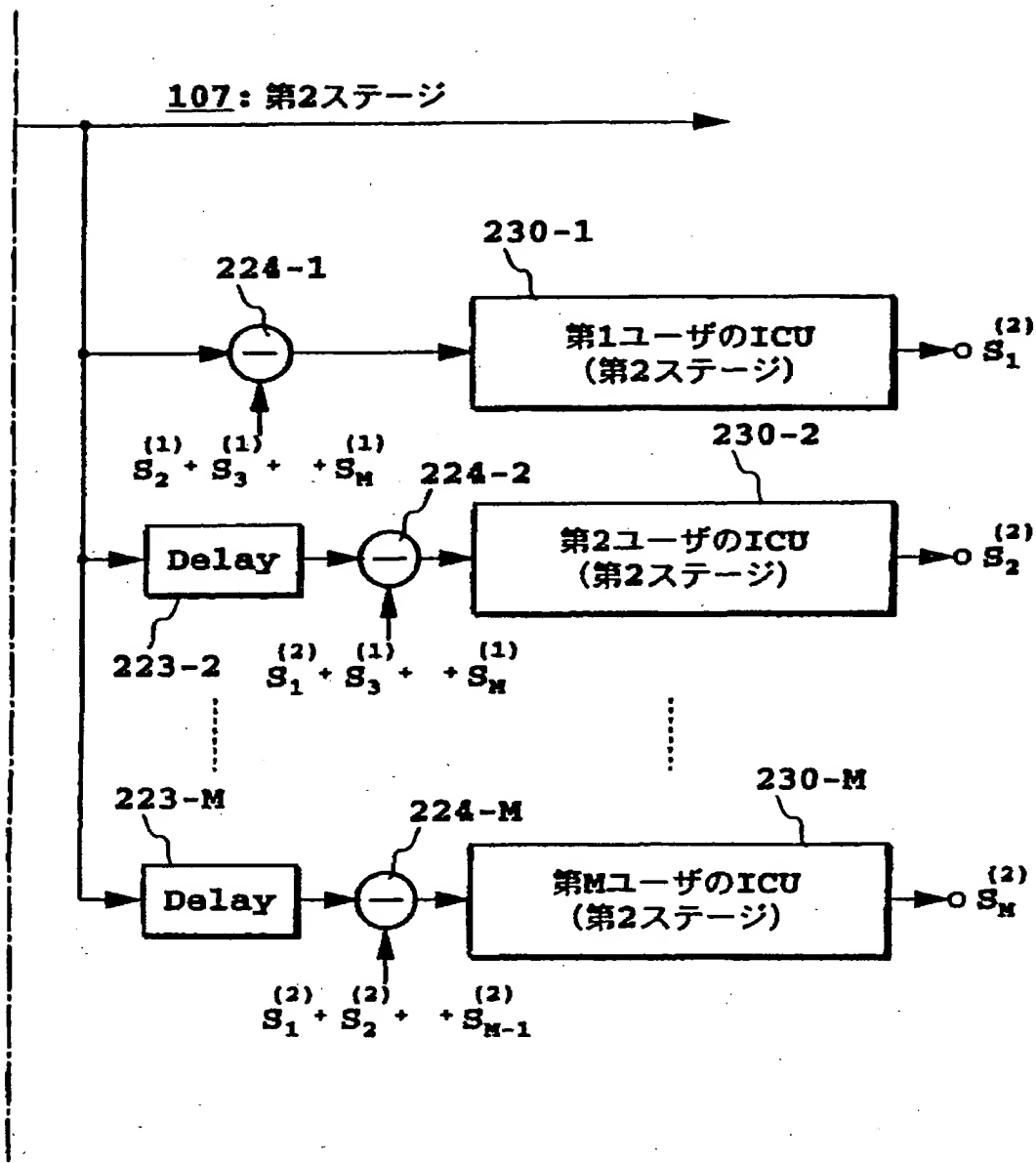
【第4図】



【第 5 A 図】



【第5B図】



【第16図】

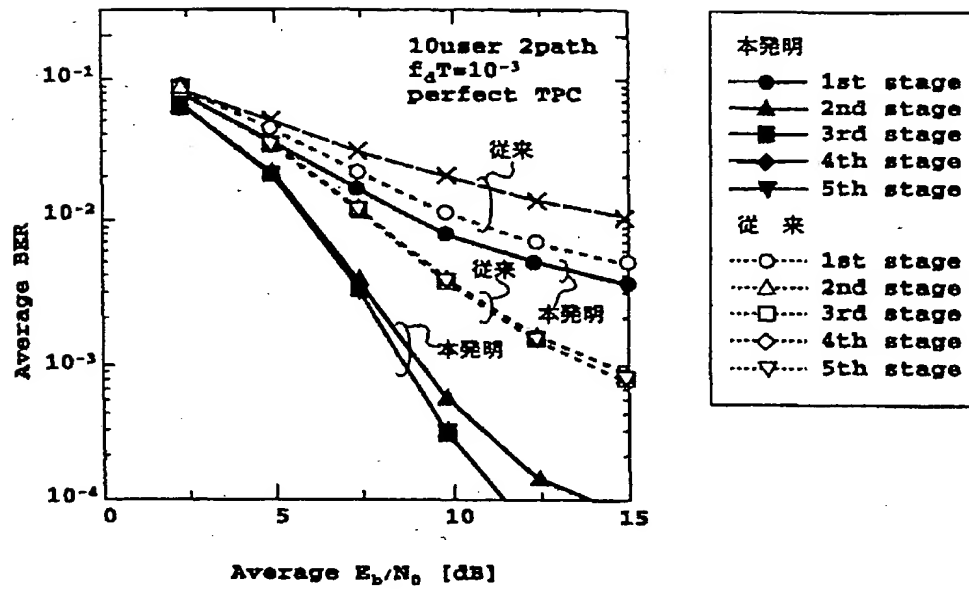
【第17図】

【第18図】

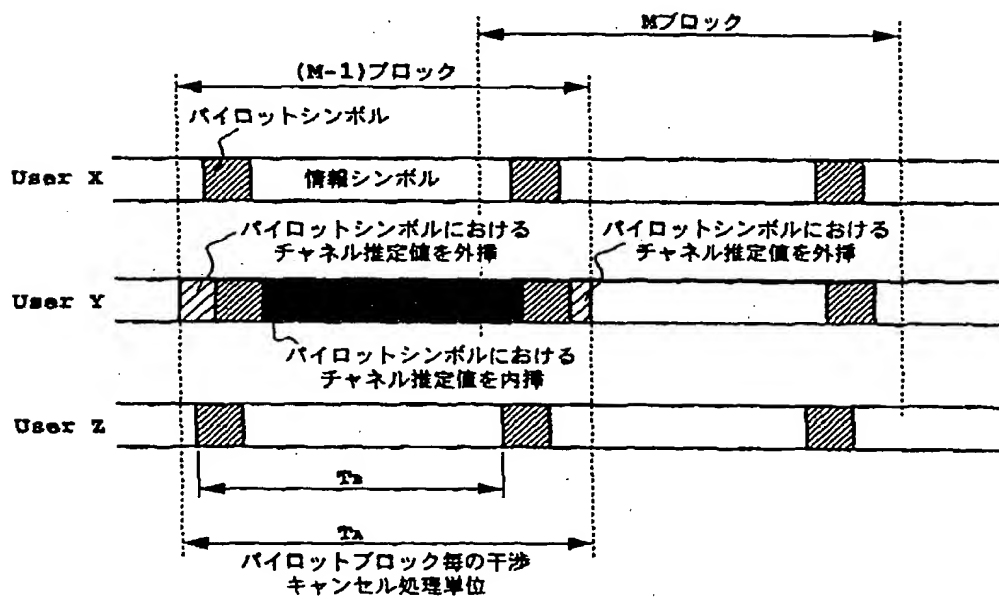
【第19図】

FIG.16A	FIG.17A	FIG.18A	FIG.18B	FIG.19A	FIG.19B
FIG.16B	FIG.17B				

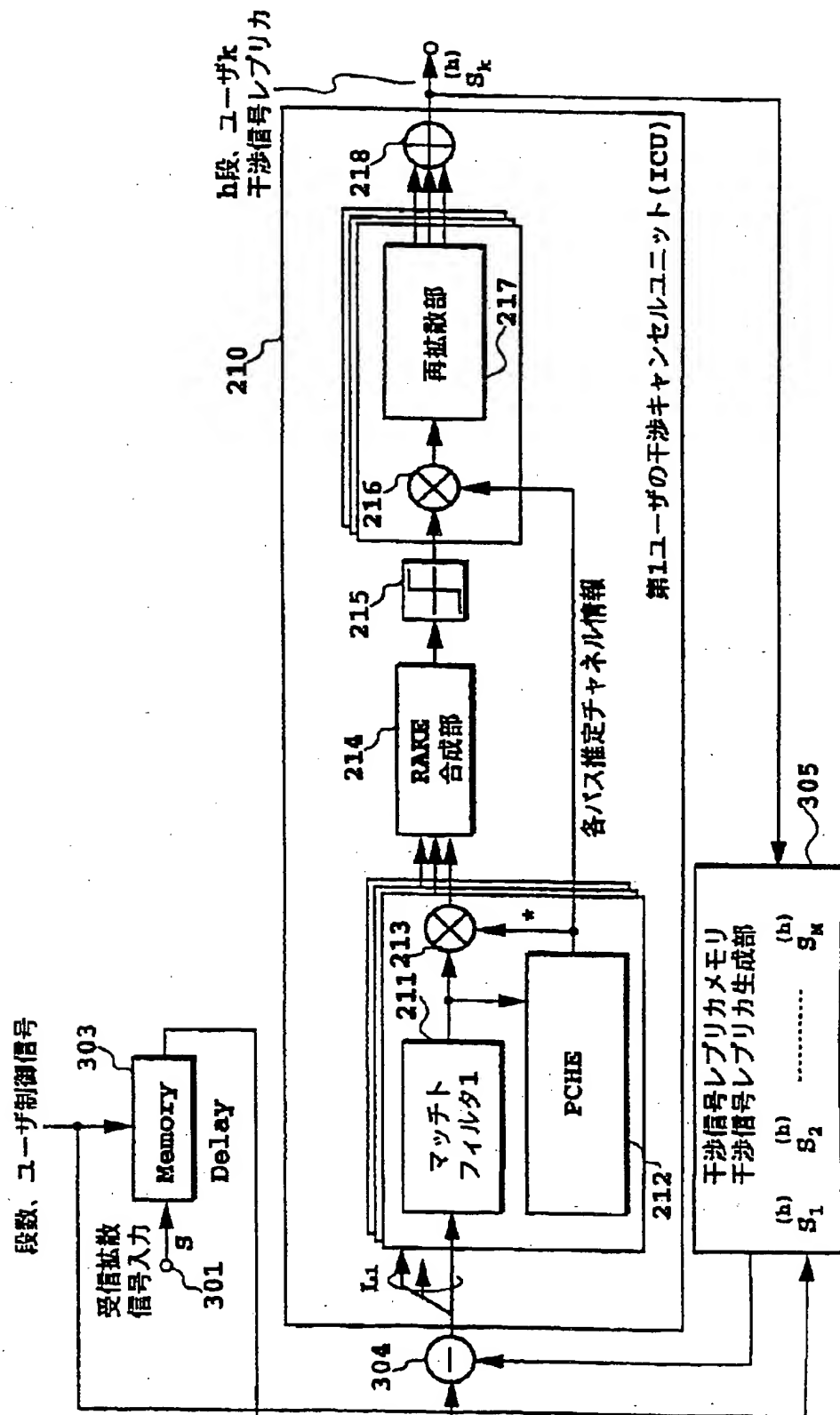
【第8図】



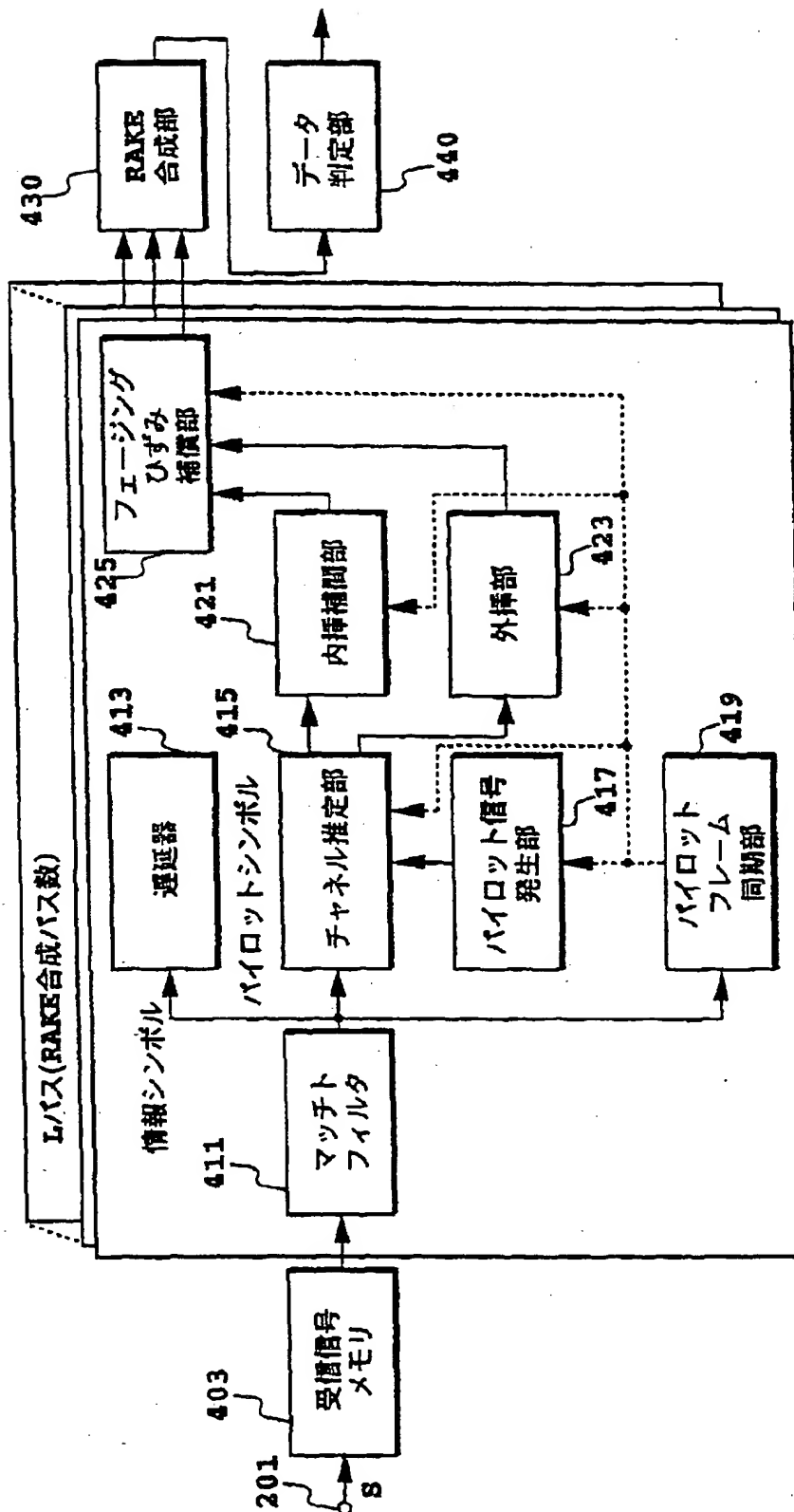
【第12図】



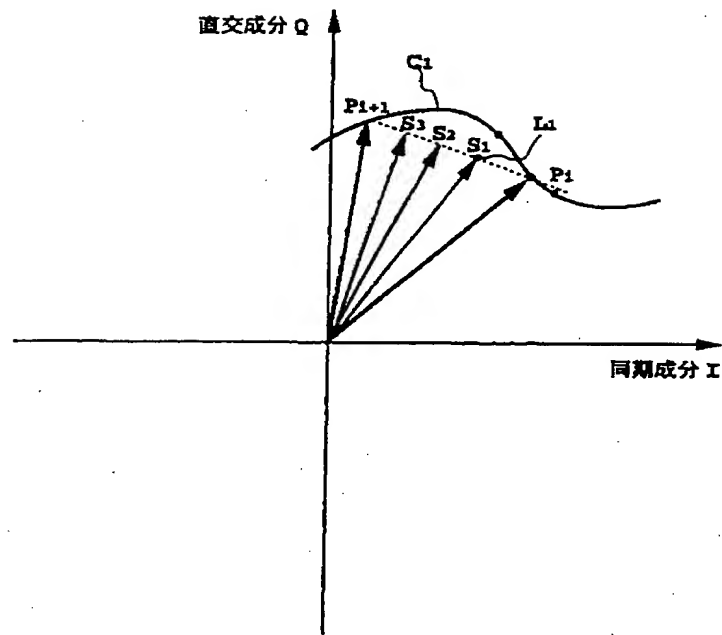
【第 1 0 図】



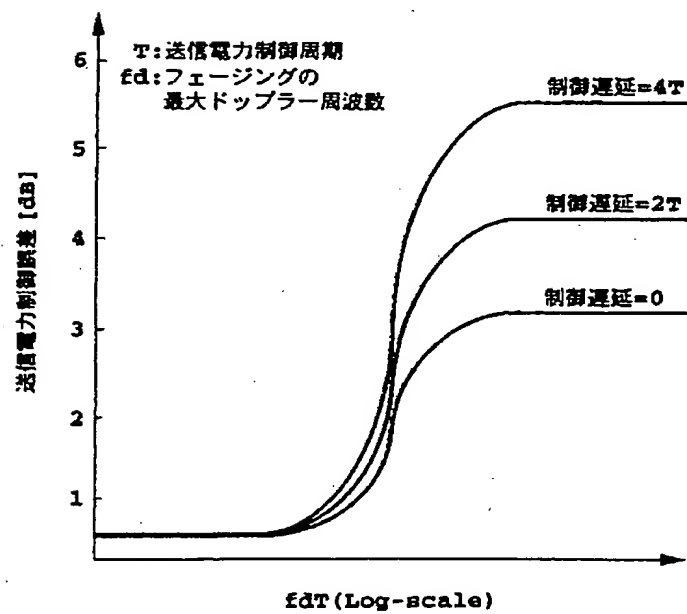
【第11図】



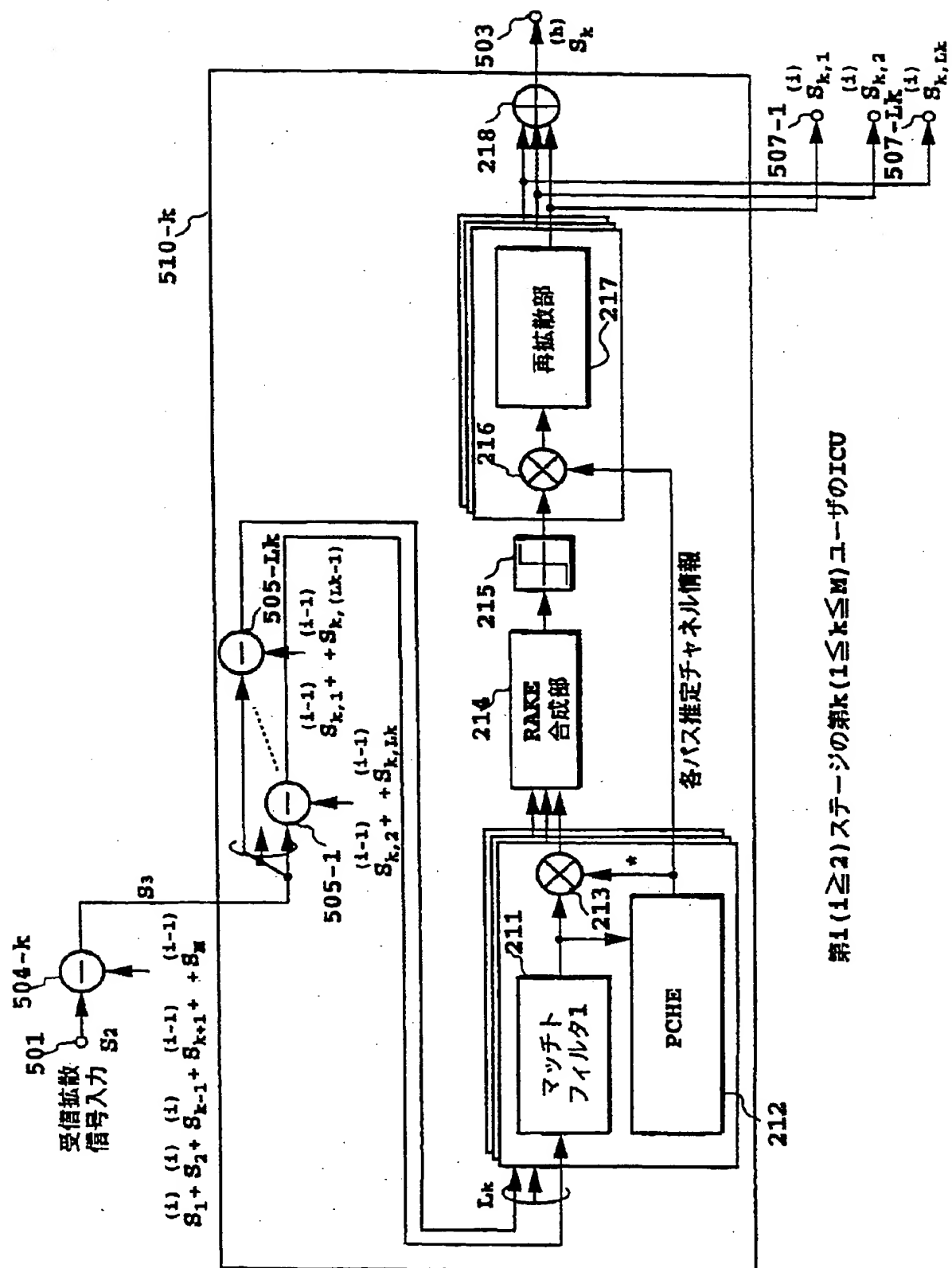
【第 1 3 図】



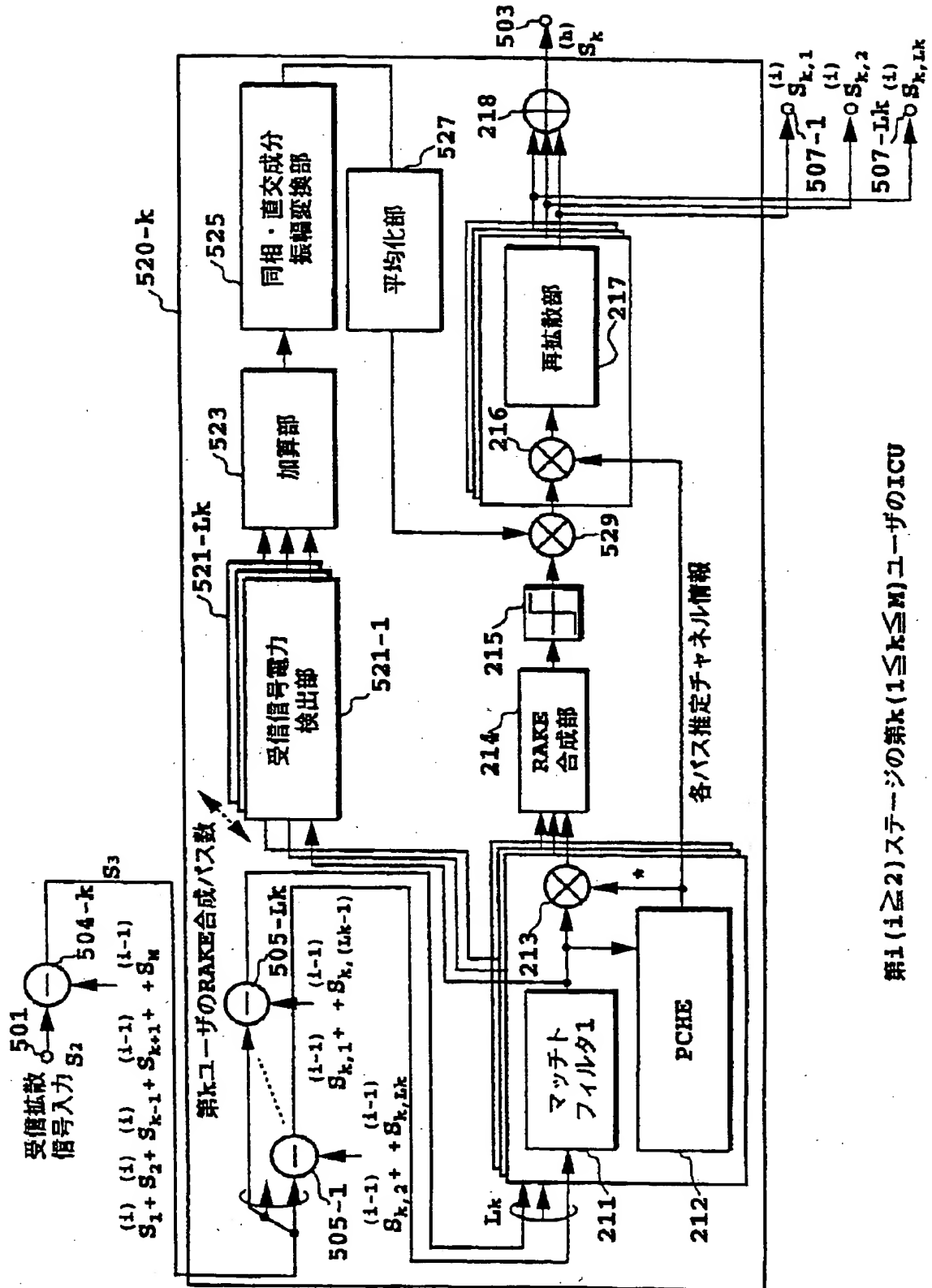
【第 2 1 図】



第1 ($1 \geq 2$) ステージの第 k ($1 \leq k \leq M$) ユーザのICU

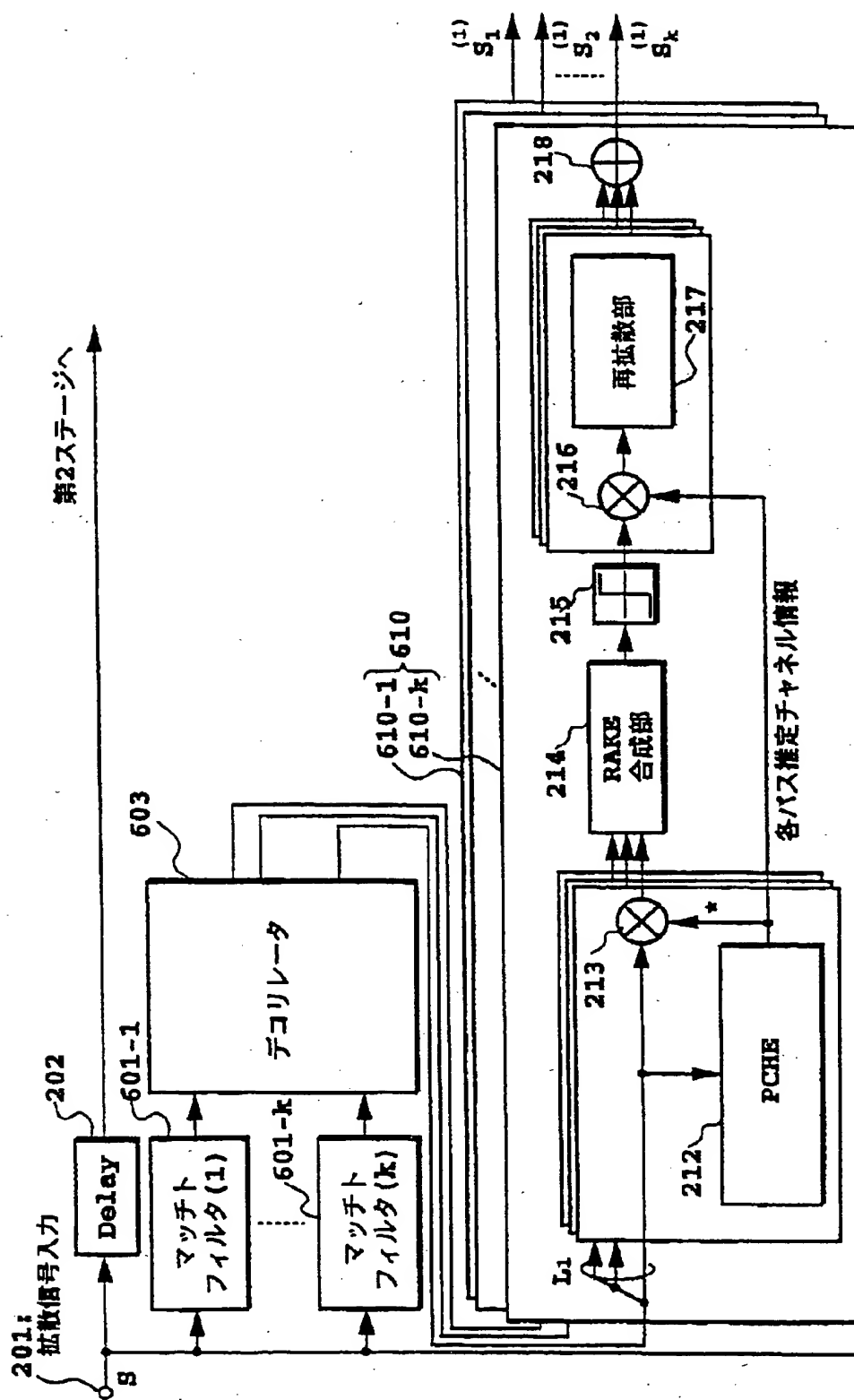


【第15図】

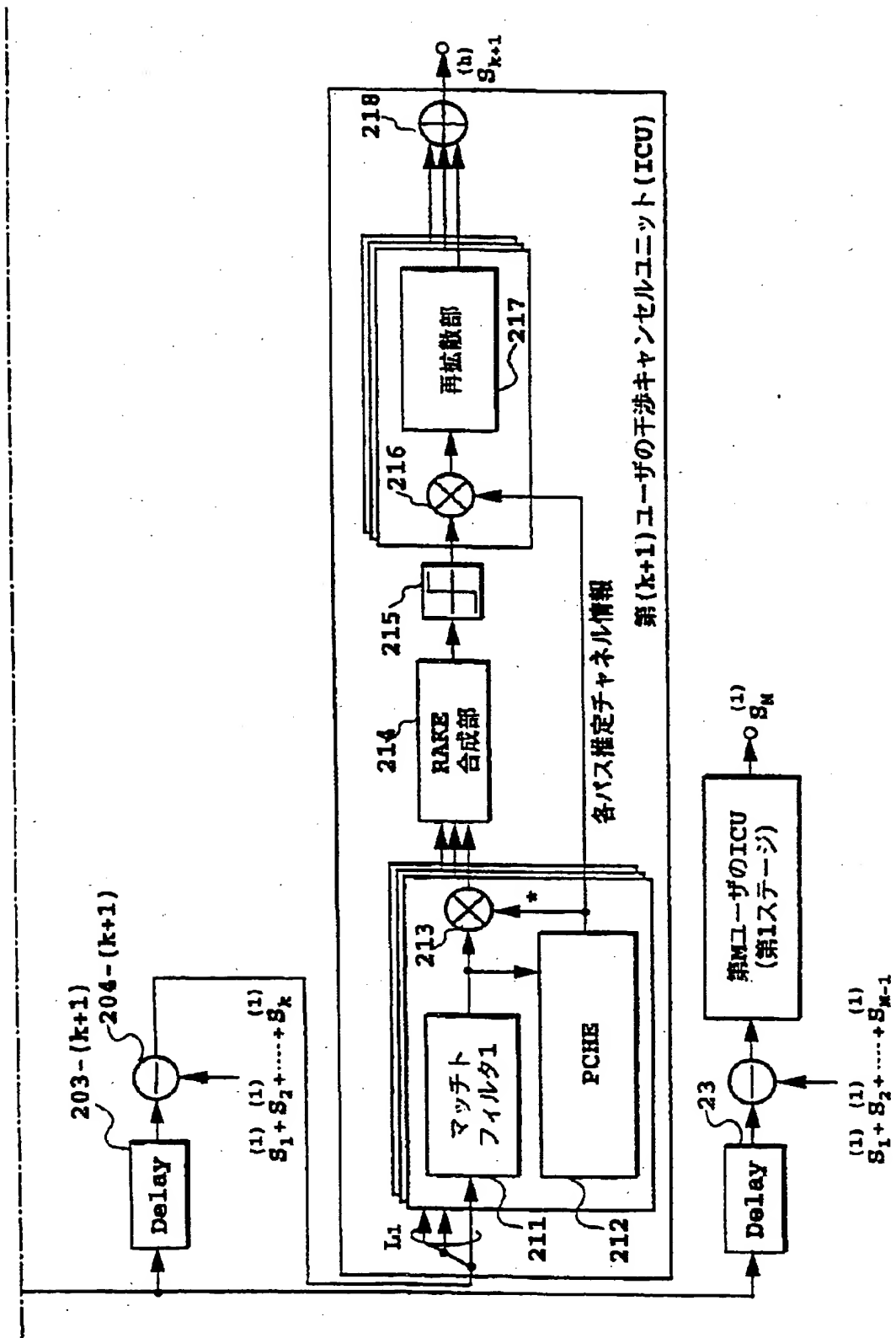


第1 ($1 \leq 2$) ステージの第 k ($1 \leq k \leq M$) ユーザのICU

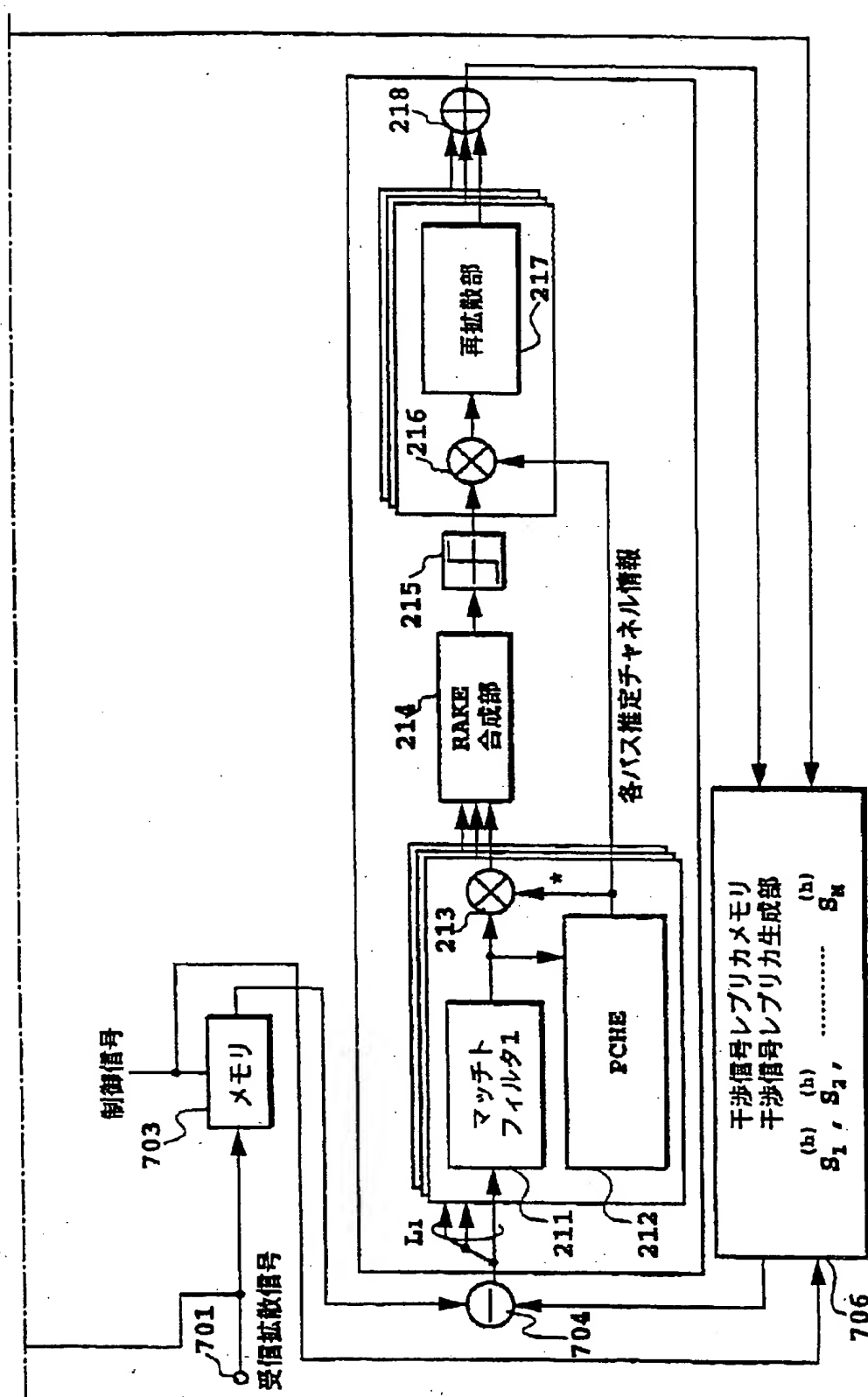
【第16A図】



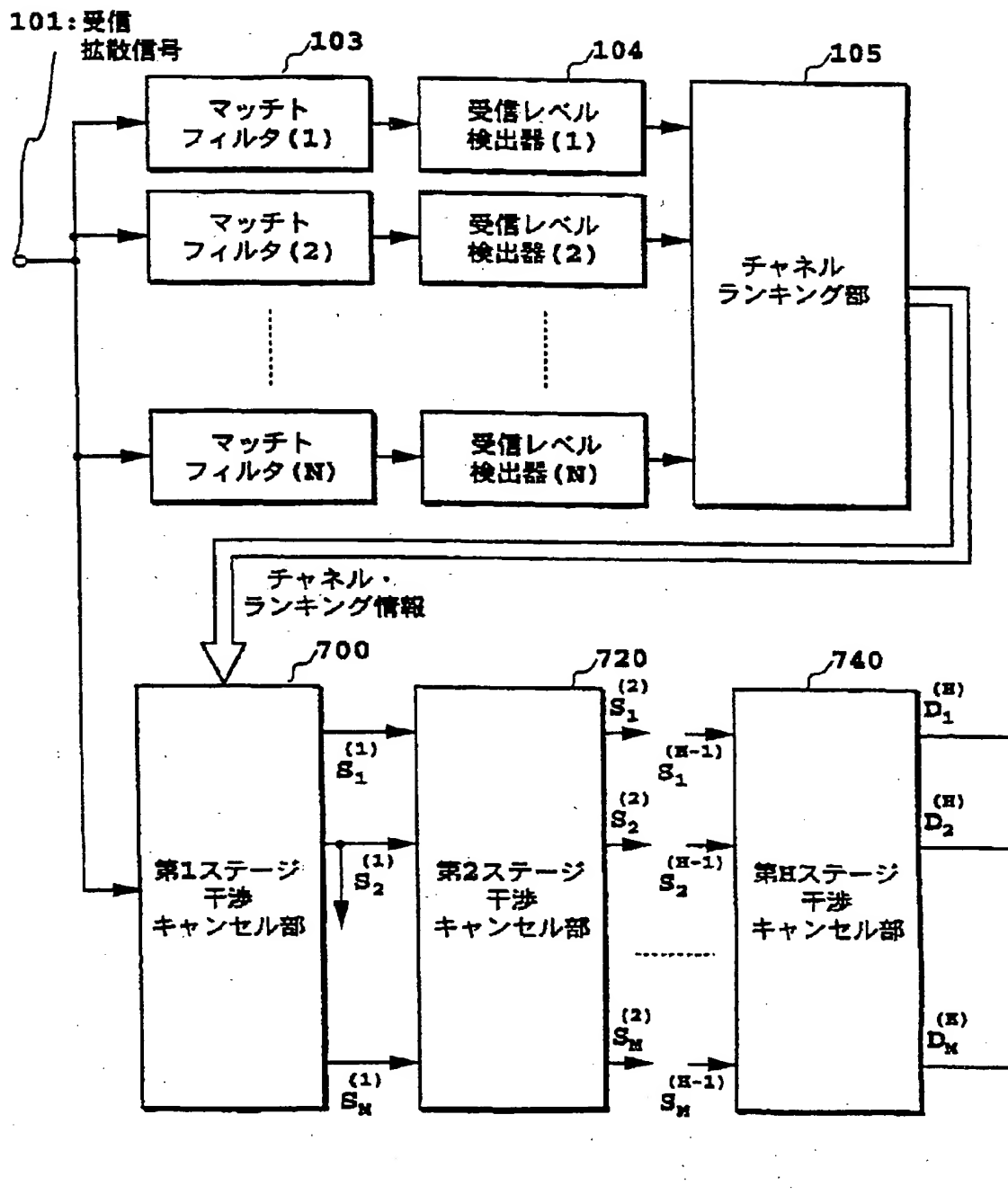
【第 1 6 B 図】



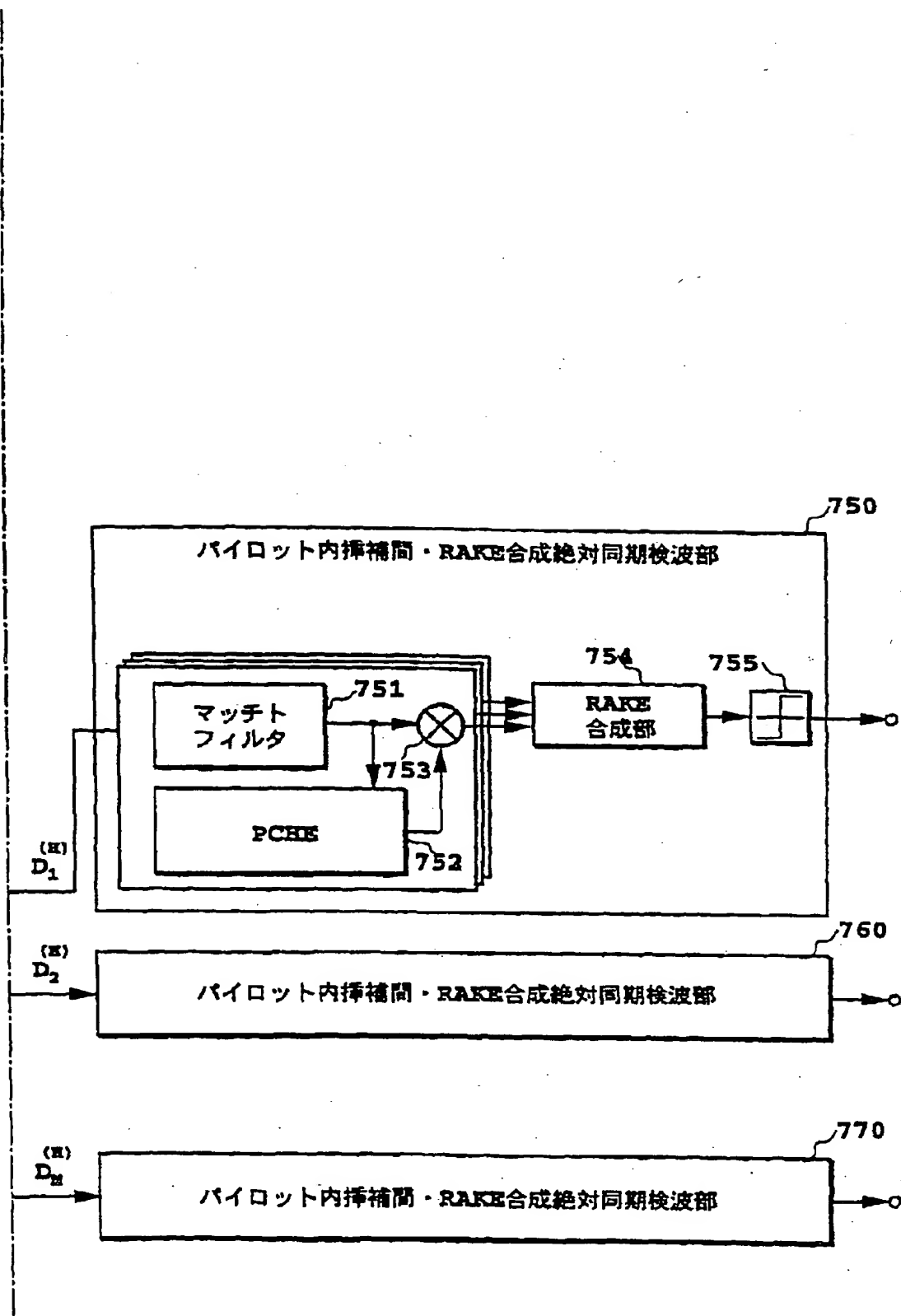
【第 17 B 図】



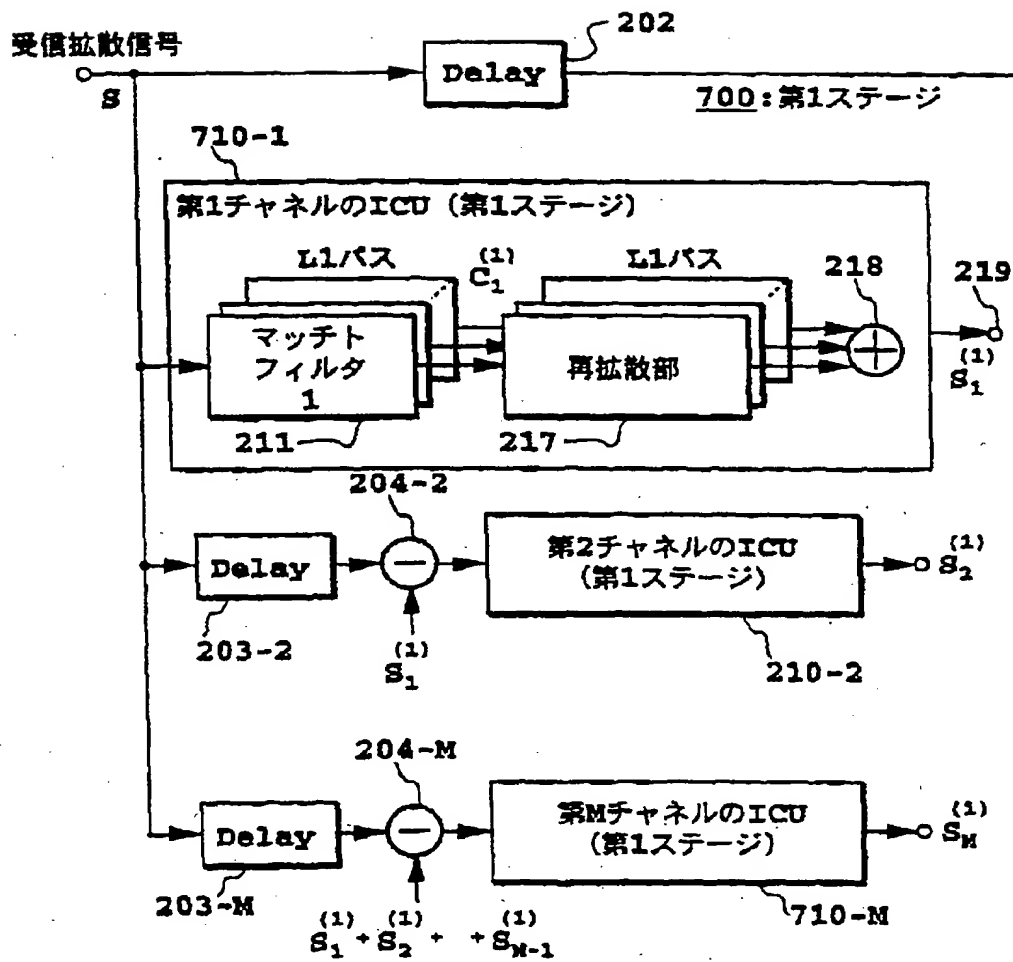
【第18A図】



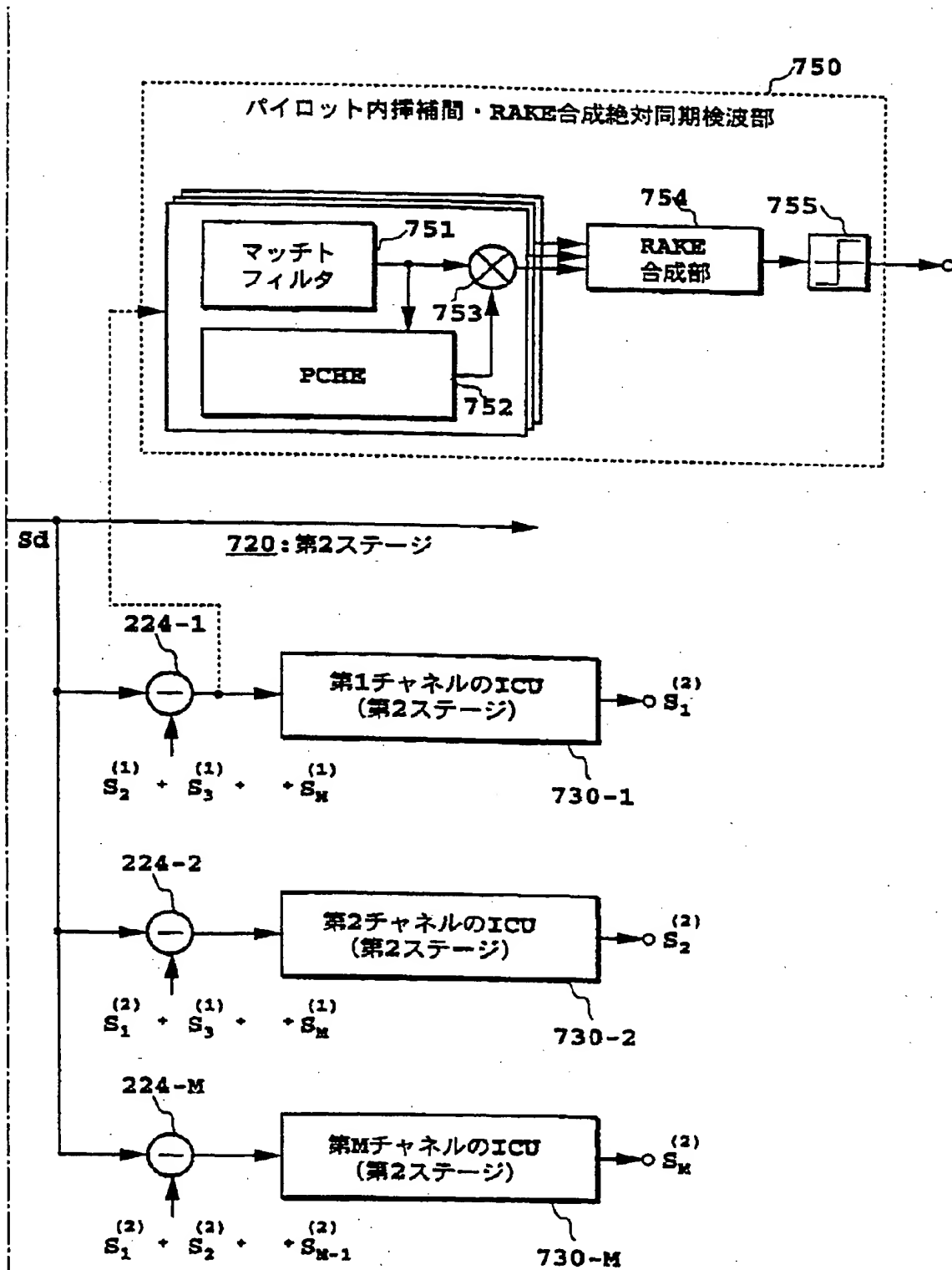
【第 1 8 B 図】



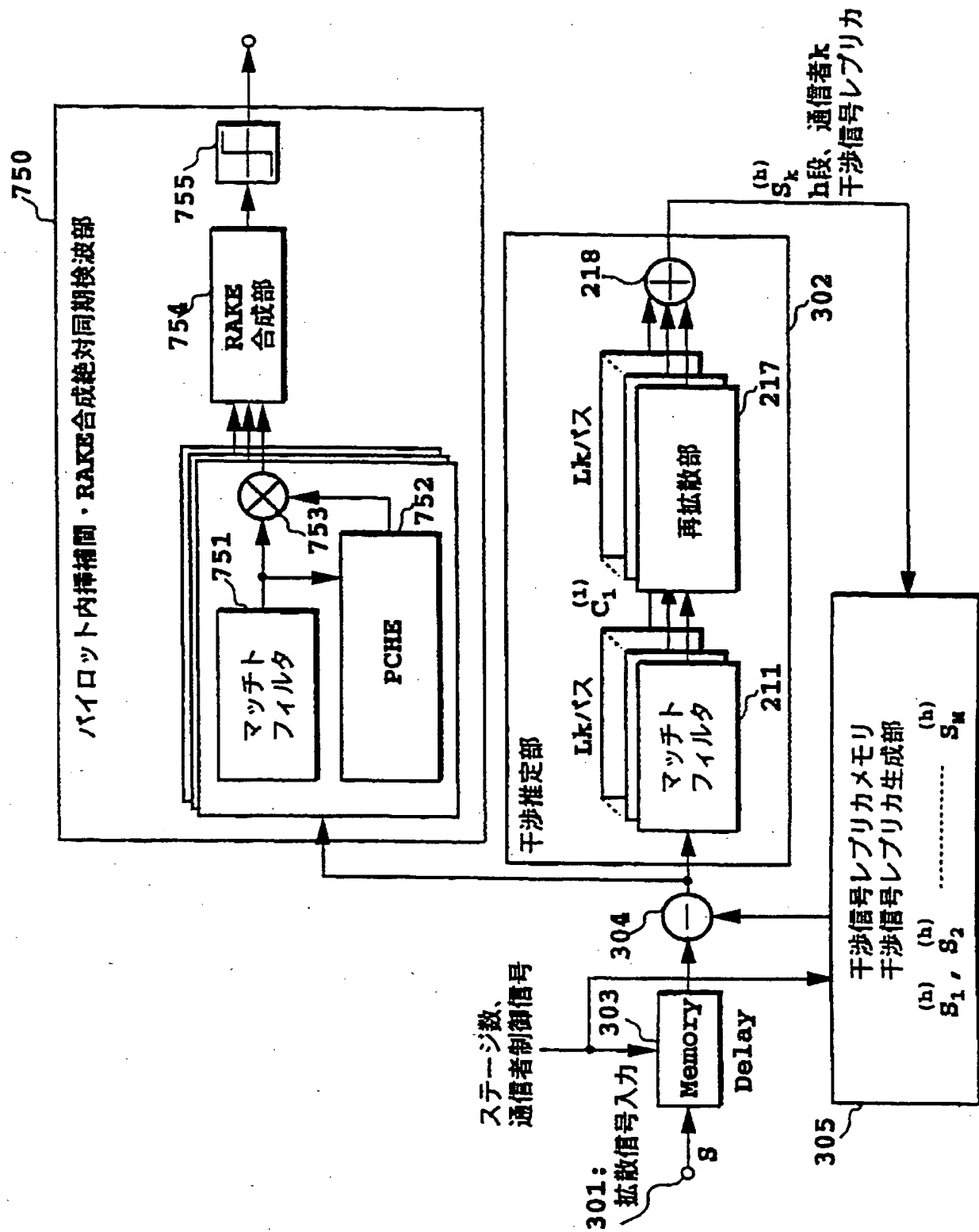
【第1:9 A図】



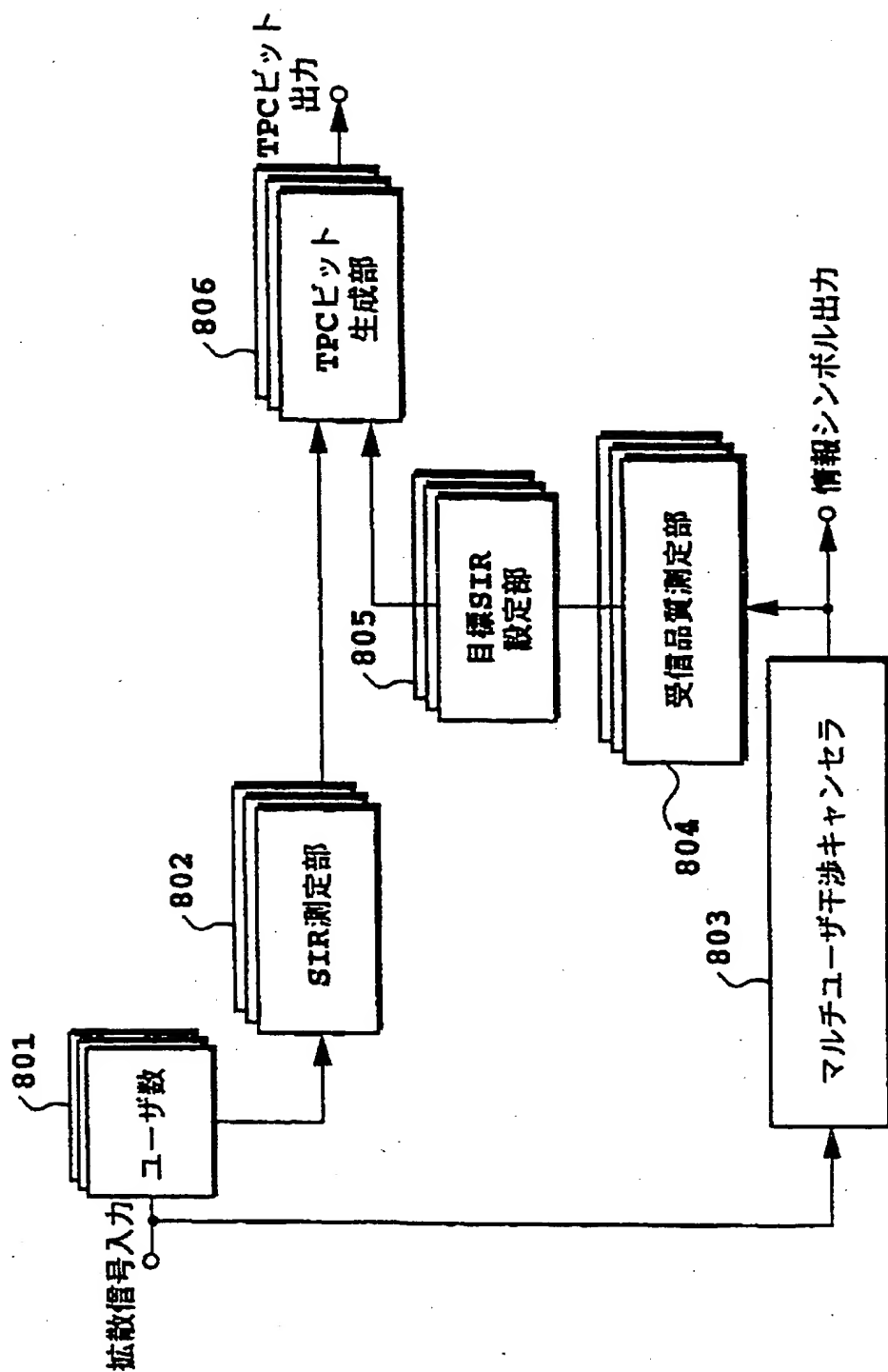
【第19B図】



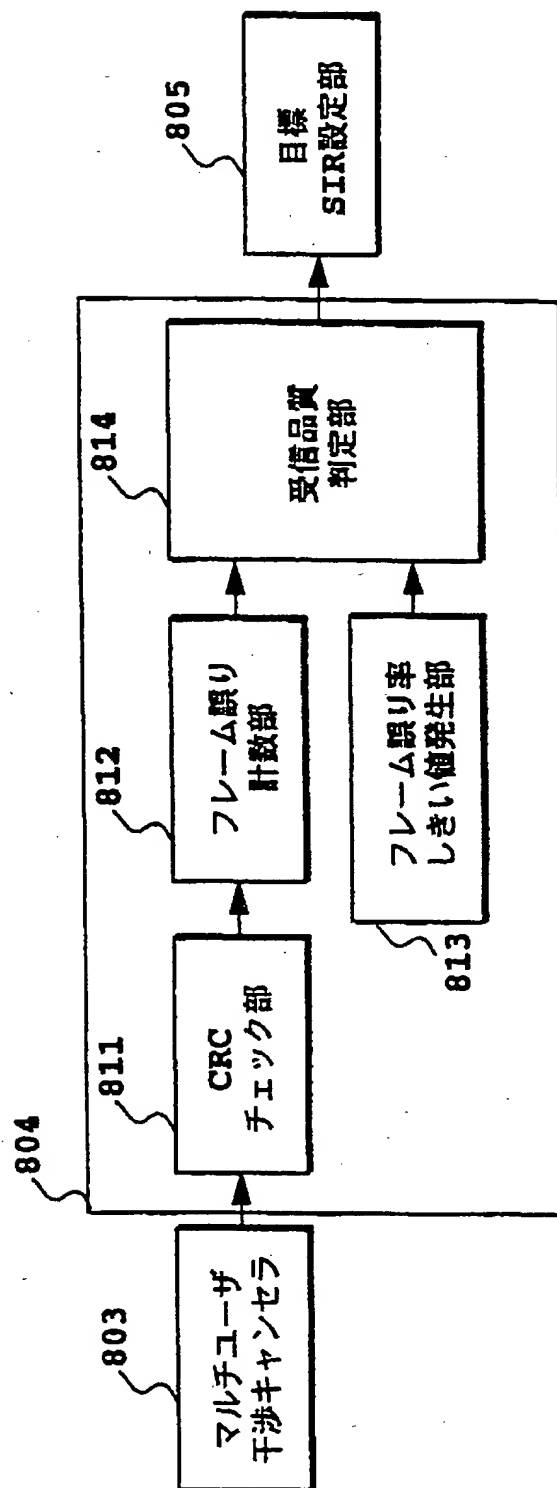
【第20図】



【第 2 2 図】

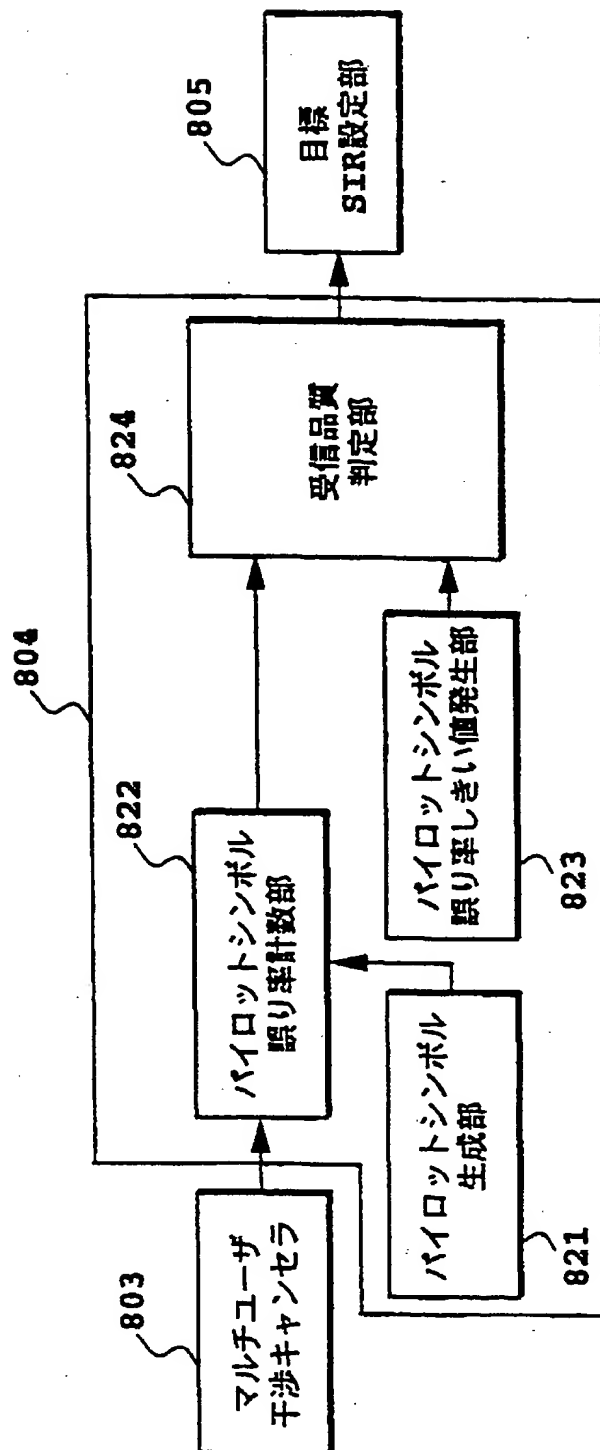


【第 2 3 A 図】



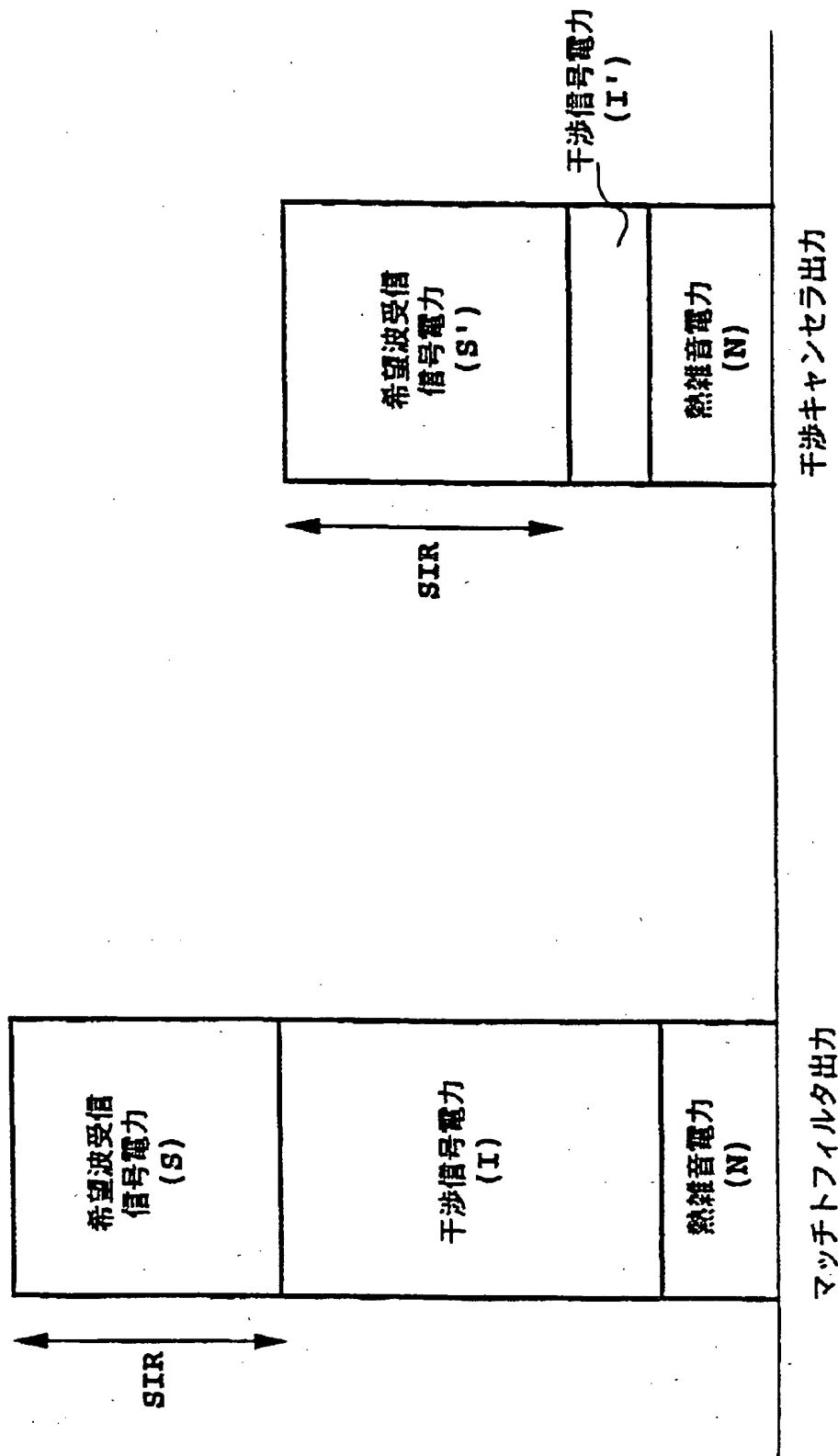
フレーム誤り率を測定する場合

【第 23 B 図】

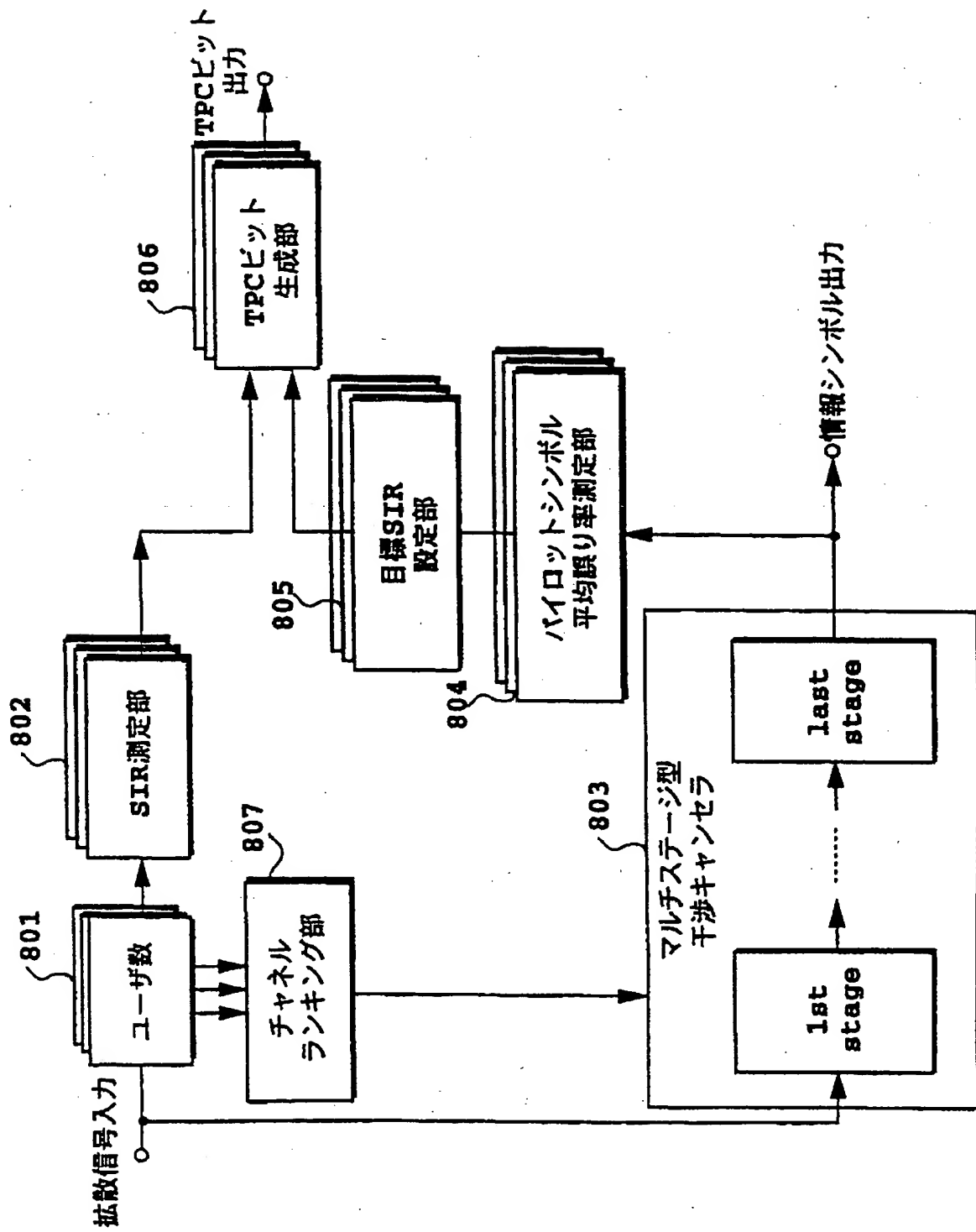


パイロットシンボルのビット誤り率を測定する場合

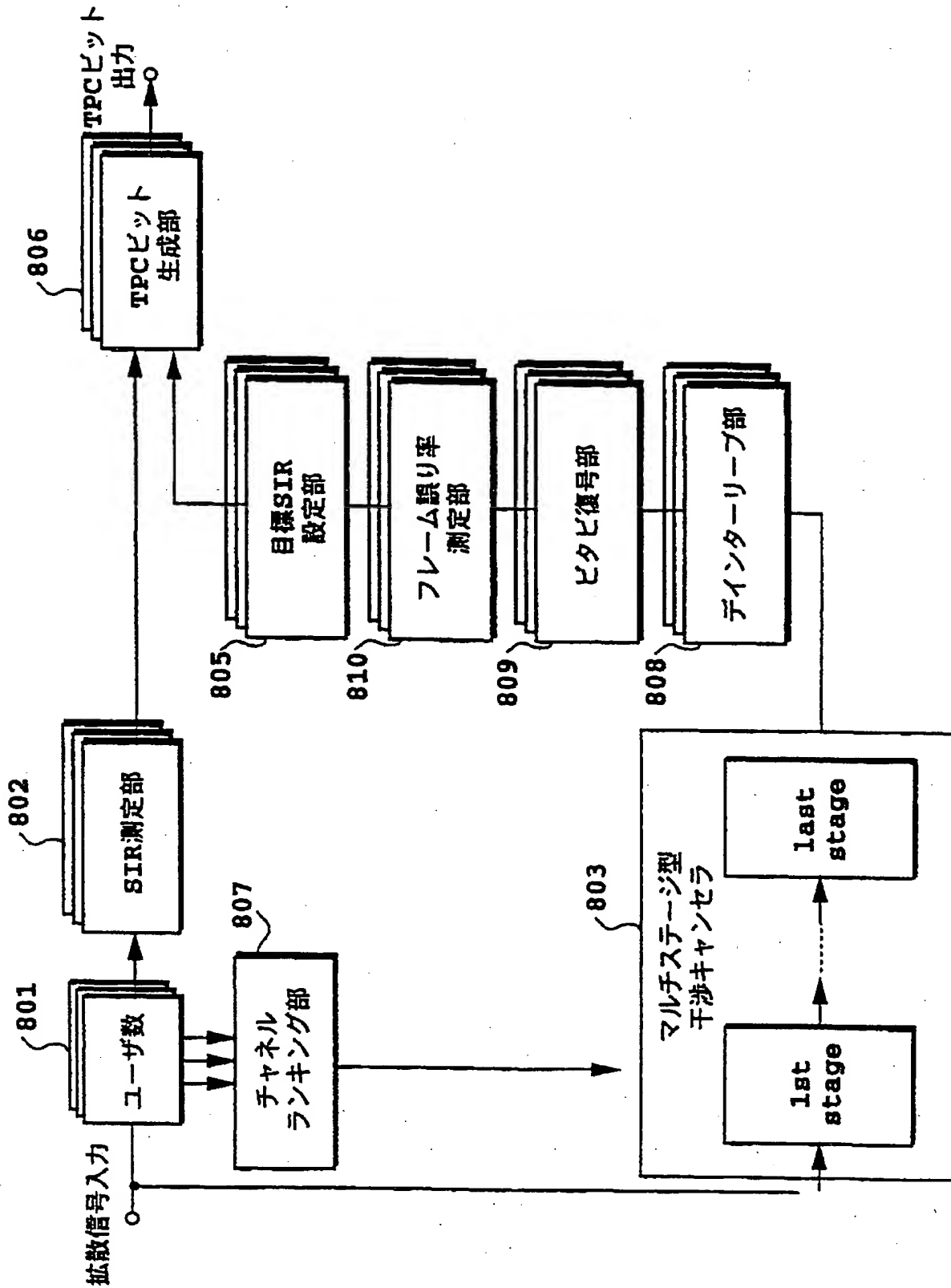
【第 2 4 図】



【第25図】



【第26図】



フロントページの続き

(31)優先権主張番号 特願平7-325881

(32)優先日 平7(1995)12月14日

(33)優先権主張国 日本(JP)

(56)参考文献 特開 平7-131382(JP, A)

特開 平7-273713(JP, A)

特開 平7-264111(JP, A)

特開 平7-303092(JP, A)

特開 平7-30514(JP, A)

「パイロット信号を用いた伝送路推定に基づく干渉キャンセラの構成とその特性」電子情報通信学会論文誌, Vol. J77-B-▲II▼, No.11, 11月1994, pp628-640

「DS-CDMAにおけるパイロットシンボルを用いる逐次チャネル推定型シリアルキャンセラ」信学技法, SAT95-14, RCS95-70, 7月1995, pp43-48

(58)調査した分野(Int.Cl.⁴, DB名)

H04J 13/00